

Resum

En aquest projecte s'ha fet una introducció als sistemes de transport HVDC i a les diverses possibilitats que ofereixen. També s'ha presentat una breu revisió bibliogràfica sobre el convertidor modular multinivell (MMC) com a punt de partida per als capítols que se segueixen posteriorment.

Un cop feta la introducció teòrica per situar-se en el marc de referència actual de les principals tecnologies amb les quals es treballa en el projecte, es presenta una anàlisi en profunditat del MMC per entendre els graus de llibertat que presenta a través dels seus corrents, en els quals es basa el seu control. A partir d'aquí es confecciona una taula resum que servirà de base per a la resta del projecte. Es presenten els controls dels corrents, els càlculs de referències per a aquests, els dissenys dels filtres que es decideixen incorporar per millorar el funcionament dels controls i els càlculs de les tensions que han d'aplicar els braços del convertidor. A més a més, es proposa un control per a l'energia per tal d'assegurar un balanç intern del convertidor, on s'inclou un control per avançat de la potència.

Per tal de validar el disseny proposat per al control del MMC es realitzen simulacions amb el programa Matlab Simulink® i s'analitzen els resultats obtinguts. Finalment es presenta l'anàlisi econòmica i d'impacte ambiental del projecte, que es troba als apèndixs de la memòria juntament amb captures de pantalla dels esquemes que s'han fet en el programari esmentat.

Val a dir que aquesta memòria té com a un dels objectius poder ser utilitzada per alumnes que vulguin fer el seu projecte de fi de grau sobre control de convertidors, en particular del MMC, partint d'una base de coneixement molt bàsica.

Índex

Resum.....	1
Índex.....	3
Introducció	8
Capítol 1	11
El sistema de transport d'energia elèctrica HVDC	11
1.1 Comparativa entre la transmissió HVAC i la HVDC.....	11
1.2 Aplicacions.....	12
1.2.1 Transmissió aèria de llarga distància.....	12
1.2.2 Transmissió submarina.....	12
1.2.3 Interconnexió de dos sistemes asíncrons.....	12
1.3 Convertidors en xarxes HVDC	12
1.3.1 Convertidors commutats de línia (LLC)	13
1.3.2 Convertidors de font de tensió (VSC)	13
Capítol 2.....	15
El convertidor modular multinivell (MMC).....	15
2.1 Tipologies de convertidors MMC	15
2.1.1 MMC amb submòdul de pont mig	15
2.1.2 MMC amb submòdul de pont complet.....	16
2.1.3 MMC de dos nivells en cascada (CTL).....	17
2.2 Modulació en convertidors MMC	17
2.2.1 Modulació per nivell més proper (NLM)	17
2.2.2 Senyals multi-portadors (PWM)	18
Capítol 3.....	20
Disseny del sistema	20
3.1 Descripció del sistema.....	20

3.2 Anàlisi d'estat estacionari	23
3.2.1 Anàlisi d'alterna	23
3.2.2 Anàlisi de contínua.....	24
3.3 Usos dels components dels corrents.....	25
Capítol 4.....	28
Model de control per a un MMC.....	28
4.1 Control dels corrents	29
4.1.1 Control dels corrents de la xarxa AC	30
4.1.2 Control dels corrents interns del convertidor	31
4.1.3 Prefiltre per al control dels corrents	33
4.1.4 Càlcul del voltatge a aplicar als braços	34
4.2 Càlcul de referències per als controls de corrent.....	35
4.2.1 Càlcul de referències per al component altern dels corrents de la xarxa AC	35
4.2.1 Càlcul de referències per al component continu dels corrents de la xarxa AC	35
4.2.3 Càlcul de referències per al component altern dels corrents interns	36
4.2.4 Càlcul de referències per al component continu dels corrents interns	37
4.3 Control de l'energia interna del convertidor	38
4.3.1 Càlculs de l'energia interna.....	38
4.3.2 Control per avançat a partir de les potències de la xarxa AC.....	40
4.3.3 Disseny del control de l'energia interna.....	40
Capítol 5.....	45
Simulacions i anàlisi dels resultats.....	45
5.1 Anàlisi del costat AC del convertidor i de la xarxa AC	46
5.2 Anàlisi dels braços superiors.....	47
5.3 Anàlisi dels braços inferiors.....	48
5.4 Anàlisi del costat DC del convertidor	50
5.5 Anàlisi de les potències internes	51

5.6 Anàlisi dels corrents de la xarxa AC i dels corrents interns del convertidor.....	53
Conclusions.....	56
Agraïments	58
Apèndixs	59
Apèndix A.....	59
Pressupost.....	59
A.1 Recursos humans.....	59
A.2 Recursos materials.....	60
A.3 Programari d'oficina.....	60
A.4 Pressupost del projecte	60
Apèndix B	62
Impacte ambiental	62
B.1 Impacte ambiental del convertidor modular multinivell.....	62
B.2 Impacte ambiental de la transmissió HVDC	62
B.2.1 Impacte previ a la construcció	62
B.2.2 Impacte durant el funcionament	63
B.2.3 Impacte del desmantellament	63
Apèndix C	65
Transformacions.....	65
C.1 Transformació de Clarke	65
C.2 Transformació de Park.....	66
C.3 Transformació de Fortescue	66
Apèndix D	69
Phase Locked Loop (PLL)	69
D.1 Control Phase Locked Loop (PLL)	69
Apèndix E.....	71

Captures de pantalla del model	71
E.1 Captures de pantalla del model des de Simulink	71
Bibliografia	77

Introducció

La història del transport d'energia elèctrica es remunta a fa aproximadament 120 anys. En tot aquest recorregut, el primer enllaç de corrent directe d'alta tensió (HVDC) es va realitzar el 1954 (fa 50 anys). Es presenta doncs com una tecnologia consolidada tot i que ha patit un gran canvi amb l'aparició i evolució de l'electrònica de potència.

La línia de transmissió HVDC de convertidors commutats de línia (LCC) és una tecnologia ben establerta per a la transmissió de potència de llarga distància [1]. No obstant això, a causa de les noves tecnologies de l'electrònica de potència, el convertidor de font de voltatge (VSC) està guanyant mercat a causa de la seva capacitat d'arrencada negra i control independent de la potència activa i reactiva, la seva idoneïtat per operar en xarxes de corrent altern (dèbil) i la capacitat de dissenyar subestacions compactes permetent l'ús en alta mar [2]. Els VSC són habituals en discos motors de potència baixa i mitjana i sistemes de generació renovables. Normalment utilitzen els transistors bipolars de porta aïllada (IGBT), que permeten una sortida de tensió de dos o tres nivells controlada per la modulació d'amplada de pols (PWM) [3]. Això no és adequat per a aplicacions d'alta tensió, ja que la tensió nominal d'IGBT es limita a uns quants quilovolts. Alguns fabricants encadenen múltiples IGBT per crear interruptors d'alt voltatge. No obstant això, es requereix un circuit d'accionament sofisticat que no és fàcil d'escalar per a voltatges molt alts. Com a possible solució, els modificadors de conversió multinivell (MMC) es van proposar per primera vegada [4] i diferents fabricants han adoptat diferents topologies des de llavors [5-7]. MMC es preveu com la tecnologia escollida per a sistemes VSC-HVDC. A més de permetre majors voltatges, tenen diversos avantatges addicionals, com ara un contingut harmònic reduït, un reduït estoc de transformador dv/dt i un gran potencial d'estandardització.

En el present projecte, en primer lloc, es presenten dos capítols de revisió bibliogràfica per introduir el sistema de transmissió d'energia elèctrica HVDC i el convertidor MMC, que permet una adequada implementació de l'esmentada transmissió. En el capítol que el segueix, es defineix l'estructura principal d'un convertidor MMC i es realitza una anàlisi en profunditat del sistema, permetent una comprensió intuïtiva dels diferents graus de llibertat dels components de corrent i de tensió en el convertidor. En el capítol posterior, primerament es proposa un disseny per al control dels corrents de la xarxa AC i interns (tant per les components AC com per les DC de cadascun) per tal d'assegurar una resposta dinàmica adequada del sistema. A continuació, es detalla una senzilla tècnica de càlcul per als valors de referència del control dels corrents. A més a més, es planteja un disseny dinàmic dels sis controladors d'energia per tal de poder mantenir un balanç d'energia intern adequat. En el següent un capítol s'analitzen les simulacions fetes amb el programa Matlab Simulink® per tal de validar el control proposat del MMC, només per a condicions estables de la xarxa i assumint que aquesta és simètrica. Cal remarcar que aquestes simulacions s'han fet sense el control de la component alterna dels corrents interns del convertidor, però s'analitza en què afecta i com respon el convertidor amb disseny proposat en absència d'aquest control.

Els objectius del present treball són:

- Donar a conèixer de manera bàsica la tecnologia HVDC i les diferents possibilitats que ofereix per a la transmissió d'energia elèctrica.
- Donar a conèixer de manera més profunda els convertidors modulars multinivell que s'utilitzen en enllaços HVDC i les possibilitats que ofereixen.
- Estudiar i analitzar el funcionament d'un convertidor modular multinivell.

- Proposar un disseny de control complet per a un convertidor modular multinivell per a un enllaç HVDC i validar les simulacions amb el programa Matlab Simulink®.
- Redactar una memòria del projecte que pugui servir com guia d'introducció per a futurs estudiants que vulguin fer el seu treball final de grau sobre els MMC.

Capítol 1

El sistema de transport d'energia elèctrica HVDC

En aquest capítol es pretén introduir el sistema HVDC com a opció per al transport d'energia elèctrica. Es mostra una comparativa entre el sistema HVAC i el HVDC. A continuació Es presenten les principals aplicacions del sistema HVDC i finalment es classifiquen segons els tipus de convertidors que incorporen.

1.1 Comparativa entre la transmissió HVAC i la HVDC

Inicialment, les xarxes per al transport d'electricitat es feien mitjançant el corrent continu a baixa tensió, el que provocava grans pèrdues als cables. Posteriorment, i com a conseqüència de l'aparició dels transformadors, es va produir un canvi del transport amb corrent continu al transport amb corrent altern. Amb aquest nou mètode, es va aconseguir reduir les pèrdues. No obstant això, a causa permanents avenços en el transport amb corrent continu, avui dia ambdues tecnologies competeixen per l'hegemonia del sistema del transport elèctric [8].

A continuació s'exposen els principals avantatges dels sistemes HVDC enfront dels HVAC:

- En sistemes HVDC, la potència que es transmet pràcticament no varia amb la distància, al contrari que en els HVAC.
- En sistemes HVAC existeixen inestabilitats a causa del desfasament provocat per l'efecte inductiu dels cables.
- En sistemes HVAC cal compensar la reactiva que circula pels cables per mantenir les tensions a cada banda. En els HVDC no és necessari, la qual cosa significa un estalvi econòmic considerable.

Inconvenients dels sistemes HVDC:

- Elevada complexitat a l'hora d'implementar la protecció necessària.
- Dificultat en les transformacions a DC.
- Elevat cost de les estacions de transformació.

Es pot concloure que, l'ús d'una tecnologia o altra depèn de la viabilitat tècnica, econòmica i mediambiental [9]. Si més no, existeix una distància que representa un punt d'equilibri en el qual el cost d'un sistema HVAC és el mateix que el d'un d'equivalent HVDC. Aquesta distància rep el nom de break-even distance. Per a majors distàncies, l'opció més econòmica esdevé el HVDC, i passa el contrari per a distàncies menors.

1.2 Aplicacions

Existeixen tres aplicacions ben establertes dels sistemes HVDC:

- Transmissió aèria de llarga distància.
- Transmissió submarina.
- Interconnexió de dos sistemes asíncrons.

1.2.1 Transmissió aèria de llarga distància

Múltiples avantatges avalen la tecnologia HVDC per transmissions aèries. Aquestes són:

- Possibilitat d'utilitzar tres cables (en comptes de dos) per a la transmissió.
- No es veu afectada per l'efecte de la reducció de la secció del conductor en augmentar la freqüència.
- Les pèrdues disminueixen, ja que només transporta potència activa pels seus conductors.
- No cal la compensació de potència reactiva.

La break-even distance per a línies aèries ronda els 500 km [\[10\]](#).

1.2.2 Transmissió submarina

És una estratègia molt utilitzada per parcs eòlics situats en mig del mar, on els cables van sota terra. Aquest sistema de transport té l'inconvenient de produir una alta capacitat paràsita. En aquest sentit, el sistema HVDC representa un avantatge respecte del sistema HVAC, ja que no necessita carregar i descarregar periòdicament. Aquest fet es tradueix en una reducció de les pèrdues que provoca la potència reactiva en els sistemes HVAC. Si més no, sí que es pateix aquest efecte durant l'estat transitori.

Per a les transmissions submarines, la break-even distance està al voltant dels 40 km.

1.2.3 Interconnexió de dos sistemes asíncrons

Novament, el sistema HVDC es presenta com a una solució en vers al HVAC, ja que aquest últim només pot utilitzar-se per interconnectar xarxes AC sincronitzades. A continuació s'anomenen un parell d'exemples de connexions asíncrones:

- Interconnexions entre dues regions o àrees que no estiguin unides en una única xarxa sincronitzada. Per exemple: el Regne Unit, el nord d'Europa i Europa occidental no ho estan.
- Generació remota. Exemple: els parcs eòlics marítics del Mar del Nord.

1.3 Convertidors en xarxes HVDC

Els sistemes HVDC es poden classificar segons el tipus de convertidor que incorporen en:

- Convertidors commutats de línia (LCC).
- Convertidors de font de tensió (VSC).

1.3.1 Convertidors commutats de línia (LCC)

Va ser la primera tecnologia per als sistemes HVDC i és la més utilitzada avui dia. Incorpora elements de commutació que, inicialment, van ser vàlvules d'arc de mercuri. Actualment han estat reemplaçades pels tiristors GTO (Gate Turn-Off Thyristor). Per obrir-lo es necessita una xarxa d'alterna amb una potència de curtcircuit elevada. Tan mateix, permeten tancar-se a voluntat.

Amb aquest tipus de convertidors només es pot regular la potència activa i permeten el pas del corrent en un sentit. A més a més, a causa de la baixa freqüència de commutació, introdueixen harmònics de baixa freqüència. Ambdós són inconvenients que provoquen que es requereixi compensar la potència reactiva i incloure filtres de grans dimensions.

1.3.2 Convertidors de font de tensió (VSC)

Sorgeixen com una alternativa emergent al clàssic convertidor LCC per a sistemes HVDC. Aquests permeten un control independent de potència activa i reactiva. Es pot controlar la potència activa controlant que la tensió a la xarxa de contínua sigui constant. El control de la reactiva és possible pel fet de controlar l'angle de la tensió inserida pel convertidor. Una altra diferència és que permet una arrancada en negre.

Aquesta tecnologia incorpora elements com els IGBT i els GTO, que requereixen la utilització de díodes perquè el corrent circuli quan el semiconductor commutat està obert. La funció principal d'aquests convertidors és, mitjançant un condensador, mantenir constant la tensió de la xarxa de contínua. Pel que només cal revertir el corrent per revertir el flux de potència.

Una de les tècniques àmpliament utilitzada per a la commutació dels convertidors VSC és la tècnica de modulació PWM. Amb aquesta s'aconsegueix injectar harmònics reduïts que permeten utilitzar filtres més lleugers. Així i tot, un dels principals inconvenients que presenta és que implica majors pèrdues per culpa de l'elevada freqüència de commutació.

Els VSC també presenten l'inconvenient que els semiconductors han de suportar elevades tensions de bloqueig. Una de les solucions actuals a aquest problema és el convertidor modular multinivell (MMC), proposat per Marquardt l'any 2003 [11], on es treballa amb diferents submòduls, de manera que la tensió que ha d'aguantar cadascun es divideix pel nombre de submòduls que es posen. A més a més, si s'utilitzen suficients mòduls (més de 200) poden sintetitzar una ona de sortida per graons de tensió virtualment sinusoidal sense necessitat de filtres. De manera que es redueixen les pèrdues per commutació respecte als convertidors que utilitzen PWM. Però la gran diferència és que permeten modular una ona de tensió a la freqüència fonamental sense injectar harmònics, pel que tampoc cal un filtre de grans dimensions de la xarxa d'alterna.

Capítol 2

El convertidor modular multinivell (MMC)

Actualment està esdevenint la modalitat de convertidors VSC més comuns per a sistemes HVDC. Com s'ha comentat anteriorment, va ser proposada per primera vegada l'any 2003 per Marquardt, i utilitzat comercialment per primer cop en el projecte Trans Bay Cable San Francisco [12].

Els convertidors MMC estan formats per sis interruptors que connecten cada terminal de la banda AC amb un de la banda DC. A cadascuna d'aquests se'ls anomena cama (leg per a la nomenclatura en anglès). De manera que a cada cama hi ha dos interruptors. Al seu temps, cada cama es divideix en dos braços (arms per a la nomenclatura en anglès), quedant un interruptor per braç. Cada interruptor consisteix en un encadenament en sèrie de transistors IGBT. Aleshores, com s'ha introduït en apartats anteriors, per evitar que se'ls sotmeti a una elevada tensió, cada interruptor (de cada braç) es divideix en submòduls (SM). Per a entendre com està format un submòdul, és necessari conèixer els diferents tipus de configuracions que existeixen avui dia. Es presenten a continuació.

2.1 Tipologies de convertidors MMC

Els tipus de convertidors modulars multinivell que existeixen avui dia poden classificar-se en:

- MMC amb submòdul de mig pont.
- MMC amb submòdul de pont complet.
- MMC de dos nivells en cascada (CTL).

2.1.1 MMC amb submòdul de pont mig

Aquesta és la tipologia en què es basa el model que proposat en el present projecte, en la qual els submòduls estan formats mitjançant una connexió de dos IGBT en sèrie i un condensador (veure figura 2.1). De manera que en funció de quin IGBT de cada submòdul estigui actuant com a interruptor o no, el condensador es passa per alt o no. D'aquesta configuració s'extreu que cada submòdul actua de manera independent amb dos nivells que genera una determinada tensió. Amb un nombre adequat de submòduls en sèrie (més de 200) es pot crear una forma d'ona de tensió per graons que s'aproxima a una ona sinusoidal amb una freqüència fonamental, com s'havia avançat en el capítol anterior. Un altre benefici que és deriva de la reducció de tensions a cada submòdul és que no calen semiconductors que suportin gaire tensió. A més a més, permet treballar amb sistemes HVDC amb majors tensions. Si es vol augmentar la tensió de la xarxa, només cal afegir submòduls perquè el convertidor suporti dita tensió. Això evita haver de canviar el convertidor.

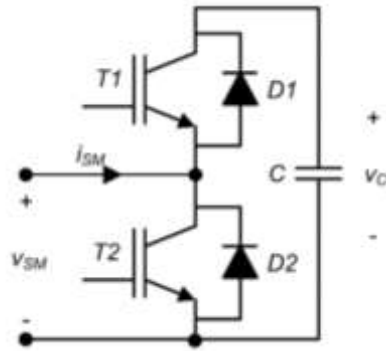


Figura 2.1 Submòdul de mig pont.

Els avantatges d'aquest sistema són múltiples:

- Les pèrdues respecte als convertidors de dos nivells són considerablement inferiors.
- No són necessaris IGBT sofisticats perquè no es connecten directament en sèrie, en contraposició al d'un convertidor de dos nivells.
- Elevat rendiment d'harmònics, fet pel qual no es necessiten filtres.

Tanmateix, presenten els següents desavantatges:

- A causa de les grans dimensions dels condensadors, els MMC resulten ser molt voluminosos, en comparació amb convertidors de dos nivells.
- Es requereix una elevada velocitat de comunicacions i potència de càlcul, la qual cosa fa que el control sigui més complex que els convertidors de dos nivells.

2.1.2 MMC amb submòdul de pont complet

En aquesta variant, el submòdul està format per quatre IGBT en una disposició de pont en H (veure figura 2.2). La gran diferència amb el de mig pont és que permet que el condensador s'insereixi en el circuit amb qualsevol polaritat. Un dels principals beneficis és que permet el bloqueig del corrent a causa d'una falta de curtcircuit entre els terminals DC positiu i negatiu per part del control. A més a més, permet la creació de sistemes híbrids LCC y VSC HVDC, ja que la tensió de DC pot polaritzar-se.

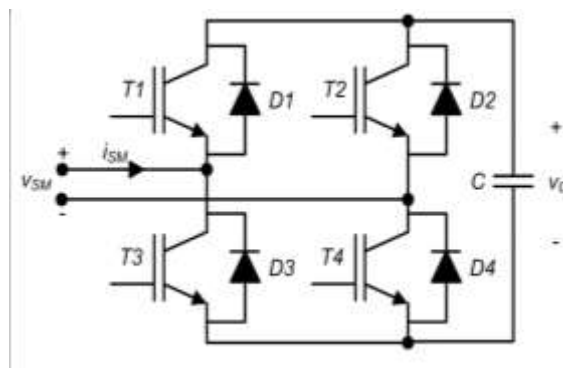


Figura 2.2 Submòdul en pont complet.

Com a inconvenients, presenta majors pèrdues de potència i requereix el doble de transistors IGBT.

2.1.3 MMC de dos nivells en cascada (CTL)

Una variant del MMC, proposada per un fabricant, implica connectar múltiples IGBT en sèrie en cadascun dels dos interruptors que conformen cada submòdul. Això proporciona una forma d'ona de voltatge de sortida amb menys, però més llargs, passos que els MMC convencionals [13]. L'única diferència respecte al de mig pont és que el rendiment d'harmònics és lleugerament inferior però suficient com per no necessitar filtres. Pel que fa a la resta d'aspectes és equivalent.

2.2 Modulació en convertidors MMC

Es poden definir dos tipus principals d'estructures de control per a MMC, les anomenades modulació directa i indirecta [14]. L'estratègia de modulació directa no requereix algorismes d'equilibri energètic per operar, tot i que provoca la circulació de corrents que circulen pel circuit [15]. El seu rendiment es pot millorar controlant les tensions del condensador del SM [16-20] i / o la supressió dels corrents circulants [16, 21-25]. D'altra banda, la modulació indirecta requereix un sistema d'equilibri energètic per garantir un funcionament estable del MMC [14]. Es poden distingir dos mètodes diferents, el mètode de bucle tancat [26, 27] i el mètode de bucle obert [28].

Un cop entesa l'estructura d'un convertidor MMC i del seu funcionament bàsic, es natural pensar com es pot produir l'ona sinusoidal per graons que s'ha comentat en apartats anteriors, ja que cal una modulació de tots els submòduls per a poder crear-la. Pel que fa al tipus de convertidor que s'estudia en el present projecte (de mig pont), com a cada submòdul només hi ha dos IGBT, no es poden utilitzar les tècniques de modulació emprades en convertidors de dos nivells. Existeixen dues tècniques de modulació per a convertidors multinivell:

- Modulació per nivell més proper (NLM).
- Senyals multi-portadors (PWM).

A continuació es presenta una breu introducció a cadascuna.

2.2.1 Modulació per nivell més proper (NLM)

Idealment s'implementa per a MMC amb un elevat nombre de submòduls. Donat que cada submòdul manté una tensió constant, i tenint N submòduls, es pot crear una un senyal de sortida amb $N+1$ nivells de tensió en escala. D'aquí que també s'anomeni modulació en escala.

Els dos grans avantatges de la modulació NLM són la baixa freqüència de commutació i la simplicitat del mètode [29].

Tanmateix, presenta alguns inconvenients tals com la necessitat d'un mètode de balanceig per compensar l'augment de tensió en el condensador a causa del pas de corrent a través d'aquest. O bé la presència d'harmonics a la sortida de l'ona si es tenen pocs submòduls, que són majors que els obtinguts amb la modulació PWM.

2.2.2 Senyals multi-portadors (PWM)

El funcionament de la tècnica PWM es basa en la comparació d'una ona sinusoidal amb una ona triangular d'alta freqüència i si la primera és més gran que la segona, l'element de commutació es s'obre, i si és al contrari, es tanca. La disposició dels senyals triangulars entre ells pot ser de diferents maneres segons:

- Disposició en fase (PD): on cada senyal triangular està en fase en diferents nivells.
- Fase en disposició oposada (POD): existeix un desfasament de 180° entre els senyals de cada braç.
- Fase en disposició oposada i alternada (APOD): desfasament de 180° entre tots els senyals.
- Fase desplaçada (PS): desfasament de $360^\circ/N$ de tots els senyals però amb la mateixa amplitud, on N és el nombre de submòduls.

Capítol 3

Disseny del sistema

En aquest capítol es realitza un anàlisi en profunditat de l'estructura del MMC. Es planteja el model matemàtic del convertidor i es realitzen un canvis de variables d'interès per al posterior anàlisi del sistema en condicions estables. Finalment es fa un repàs dels diferents corrents disgregant en les seves components alternes i contínues per tal d'entendre els graus de llibertat que presenta el sistema i poder entendre la base del control que es proposa al pròxim capítol.

3.1 Descripció del sistema

Per a poder entendre el control del MMC a partir dels corrents és necessari un model matemàtic que descrigui el funcionament del sistema. A continuació es presenta el procediment per obtenir les equacions que governen el sistema convertidor i xarxa trifàsica.

Es representa el convertidor de [30], il·lustrat a la figura 1. Fent una malla per cada cama del convertidor s'extreuen les equacions, per a cada fase, següents:

$$V_u^{DC} = v_u^j + i_u^j R_a + \frac{di_u^j}{dt} R_a + i_s^j R_s + \frac{di_s^j}{dt} L_s + v_g^j + v_n \quad (3.1)$$

$$V_l^{DC} = v_l^j + i_l^j R_a + \frac{di_l^j}{dt} L_a + i_s^j R_s + \frac{di_s^j}{dt} L_s + v_g^j + v_n \quad (3.2)$$

on

V_u^{DC} és la tensió de l'enllaç HVDC superior

V_l^{DC} és la tensió de l'enllaç HVDC

v_u^j és la tensió total del braç superior de la fase j (j = a, b, c)

v_l^j és la tensió total del braç inferior de la fase j

i_u^j és la intensitat que circula pel braç superior de la fase j

i_l^j és la intensitat que circula pel braç inferior de la fase j

R_a és la resistència interna de cada braç

L_a és la inductància interna de cada braç

i_s^j és el corrent que circula per la fase j

R_s és la resistència interna de la inductància del filtre

L_s és la inductància del filtre

v_g^j és la tensió de la xarxa de la fase j

v_n és la tensió del neutre de la xarxa

Aplicant la llei de nusos al punt entremig de cada cama i assumint que no hi ha connexió al neutre de la xarxa, es treuen les següents relacions d'intensitats:

$$i_s^j = i_u^j - i_l^j \quad (3.3)$$

$$i_s^a + i_s^b + i_s^c = 0 \quad (3.4)$$

Resulta interessant definir les noves variables com a [31]:

$$\begin{cases} v_{diff}^j \triangleq \frac{1}{2}(-v_u^j + v_l^j) \\ v_{sum}^j \triangleq v_u^j + v_l^j \\ i_{sum}^j \triangleq \frac{1}{2}(i_u^j + i_l^j) \\ R \triangleq R_s + \frac{R_a}{2} \\ L \triangleq L_s + \frac{L_a}{2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_u^j = -v_{diff}^j + \frac{1}{2}v_{sum}^j \\ v_l^j = v_{diff}^j + \frac{1}{2}v_{sum}^j \\ i_u^j = \frac{1}{2}i_s^j + i_{sum}^j \\ i_l^j = -\frac{1}{2}i_s^j + i_{sum}^j \end{cases} \quad (3.5)$$

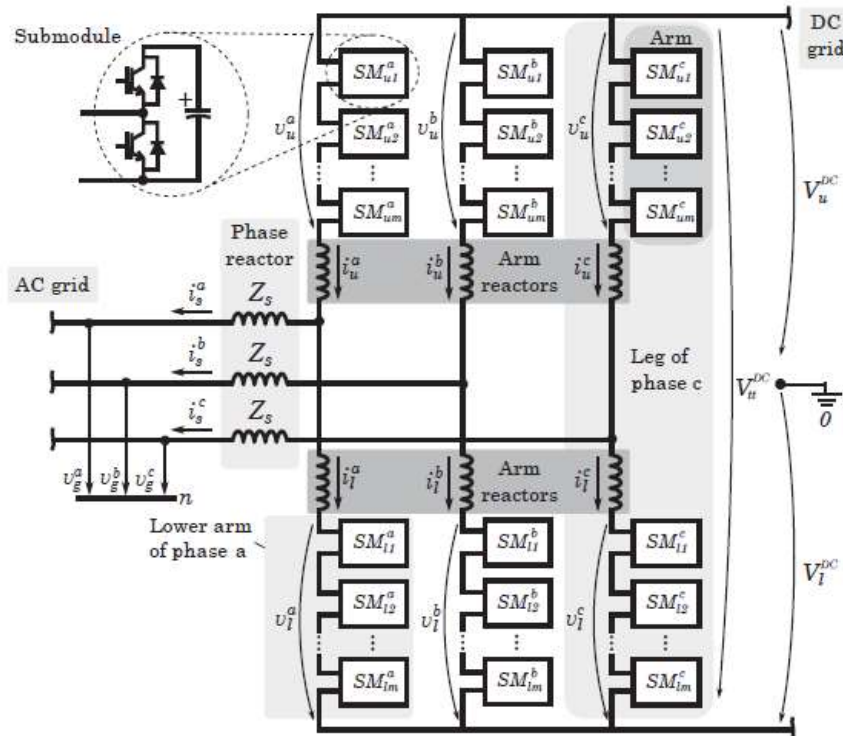


Figura 3.1 Esquema complet del convertidor. Font [31]

on, de la primera columna, v_{diff}^j és la diferència de tensions entre cada braç de la fase j aplicada pel convertidor, v_{sum}^j és la tensió de la cama o fase j aplicada pel convertidor i i_{sum}^j és el corrent intern de la cama j del convertidor.

De la suma i resta de les equacions (3.1) i (3.2) al mateix temps que s'apliquen els canvis de variable de (3.5) s'obté:

$$v_{diff}^j + \underbrace{V_{off}^{DC}}_{\frac{1}{2}(V_u^{DC} - V_l^{DC})} - V_g^j - V_n = i_s^j R_s + \frac{di_s^j}{dt} L_s \quad (3.5)$$

$$\frac{v_{sum}^j}{2} - \underbrace{V_t^{DC}}_{(V_u^{DC} + V_l^{DC})} = -i_{sum}^j R_a - \frac{di_{sum}^j}{dt} L_a \quad (3.7)$$

Es defineixen V_{off}^{DC} i V_t^{DC} com la meitat de la diferència entre les tensions superior i inferior del costat HVDC i com la suma d'aquestes, respectivament. Tot i que poden haver-hi sots en la xarxa HVDC, V_{off}^{DC} és normalment proper a zero. Cal notar que amb aquestes operacions s'ha aconseguit expressar el corrent intern del convertidor (i_{sum}^j) i el corrent del costat AC del convertidor en equacions separades independent l'un de l'altre.

Si es combina l'equació (3.4) amb la (3.6) es pot aïllar la tensió del punt neutre tal com es mostra tot seguit:

$$v_n = \frac{1}{3} [(v_{diff}^a + v_{diff}^b + v_{diff}^c) - (v_g^a + v_g^b + v_g^c)] + V_{off}^{DC} \quad (3.8)$$

Cal notar que, les tensions v_{diff}^0 i v_g^0 poden ser no nul·les a causa que no existeix un camí per a la circulació homopolar del corrent a través de la xarxa AC. Els convertidors VSC s'aprofiten d'això per injectar voltatges del tercer harmònic augmentant el rang de la tensió de sortida [32].

Les equacions (3.6) i (3.7) es poden escriure en notació vectorial per a les tres fases:

$$\begin{bmatrix} v_{diff}^a \\ v_{diff}^b \\ v_{diff}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_g^a \\ v_g^b \\ v_g^c \end{bmatrix} + (V_{off}^{DC} - v_n) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_s^a \\ i_s^b \\ i_s^c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^a \\ i_s^b \\ i_s^c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sum}^a \\ v_{sum}^b \\ v_{sum}^c \end{bmatrix} - V_t^{DC} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = -2R_a \begin{bmatrix} i_{sum}^a \\ i_{sum}^b \\ i_{sum}^c \end{bmatrix} - 2L_a \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sum}^a \\ i_{sum}^b \\ i_{sum}^c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

on R , R_a , L i L_a són matrius 3x3 diagonals amb els termes corresponent a cadascuna.

Observant la primera equació (3.9) es veu com la inductància del convertidor i la seva resistència interna afecten en el càlcul de la tensió a aplicar per la banda d'alterna. De la segona (3.10) s'extreu que el corrent intern no té afectacions sobre aquesta tensió.

D'aquesta manera s'aconsegueix un desacoblament entre la part contínua i la part alterna del convertidor. Aquest desacoblament és molt útil a l'hora d'entendre els usos de les diferents components de cada corrent per al control del MMC.

3.2 Anàlisi d'estat estacionari

De la mateixa manera que per als corrents, també es pot fer un desacoblament de la tensió aplicada pels braços del convertidor en components de contínua i d'alterna. Aquest juguen diferents rols en l'intercanvi de potència entre les xarxes AC i DC i l'energia emmagatzemada en el mateix convertidor [33].

En el present apartat es realitza una anàlisi de l'estat estacionari desacoblant la part alterna de la contínua per entendre amb claredat els efectes de cadascuna.

3.2.1 Anàlisi d'alterna

Per a l'anàlisi d'alterna primerament s'expressa l'equació (3.9) en fasors

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_{diff}^a \\ \underline{V}_{diff}^b \\ \underline{V}_{diff}^c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \underline{V}_g^a \\ \underline{V}_g^b \\ \underline{V}_g^c \end{bmatrix} - \underline{V}_n \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \underline{Z}_s \begin{bmatrix} \underline{I}_s^a \\ \underline{I}_s^b \\ \underline{I}_s^c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

on \underline{Z}_s és una matriu diagonal 3x3 amb els termes $R_s + j\omega R_s$ a la diagonal. A partir d'aquí convé aplicar la transformada de Fortescue a l'equació (3.11) per separar en seqüència positiva, negativa i homopolar. Aquesta transformació està descrita a l'Annex C.3. El resultat d'aplicar dita transformació es mostra a continuació:

$$\underline{I}_s^{+-} = \underline{Z}_s^{-1} [\underline{V}_{diff}^{+-} - \underline{V}_g^{+-}] \quad (3.12)$$

on la seqüència zero del corrent és nul·la el que pot ser extreta de l'expressió. De l'equació (3.12) s'extreu que el corrent de la part alterna, \underline{I}_s^{+-} , es pot controlar mitjançant $\underline{V}_{diff}^{+-}$. Alhora, aquest corrent s'utilitza per intercanviar potència amb la xarxa d'alterna.

Aplicant també Fortescue a l'equació (3.10) després d'haver estat passada a fasors s'obté

$$\underline{I}_s^{+-0} = -\frac{1}{2} \underline{Z}_a \underline{V}_{sum}^{+-0} \quad (3.13)$$

on \underline{Z}_a és una matriu diagonal 3x3 amb el terme de la impedància del braç a les diagonals ($R_a + j\omega L_a$). Com es pot veure a l'equació (3.13), amb el control adequat de \underline{I}_s^{+-} es pot aconseguir un adequat balanç d'energia entre la part superior i inferior a través de \underline{V}_{sum}^{+-} . Per altra banda, en aquest cas la seqüència homopolar, \underline{I}_s^0 ha de mantenir-se propera a zero per evitar distorsions de la component alterna de la tensió a la xarxa de DC.

3.2.2 Anàlisi de contínua

Per a l'anàlisi de contínua també és convenient diferenciar la seqüència zero de la resta. Tot i això, en aquesta anàlisi s'aplicarà la transformació de Clarke, definida a l'Annex C.1. A més a més, com és una anàlisi en estat estacionari, les derivades del corrent a les equacions (3.9) i (3.10) és igual a zero.

Així doncs, aplicant aquestes operacions a l'equació (3.9) i assumint que la component contínua de la tensió de la xarxa d'alterna, V_g^{abc} , és zero, s'obté

$$V_{diff}^{\alpha\beta DC} = R_s I_s^{\alpha\beta DC} \quad (3.14)$$

En aquest cas les components V_{diff}^0 i I_s^0 han de ser zero. De l'equació (3.14) s'observa que el corrent $I_s^{\alpha\beta DC}$ pot controlar-se mitjançant $V_{diff}^{\alpha\beta DC}$, i ha de mantenir-se proper a zero, ja que del contrari podria causar saturacions.

Aplicant-les a l'equació (3.10)

$$I_{sum}^{\alpha\beta DC} = -\frac{1}{2R_a} V_{sum}^{\alpha\beta DC} \quad (3.15)$$

$$I_{sum}^{0DC} = \frac{1}{2R_a} (V_t^{DC} - V_{sum}^{0DC}) \quad (3.16)$$

De l'equació (3.15) s'observa clarament que $I_{sum}^{\alpha\beta DC}$ es pot controlar amb $V_{sum}^{\alpha\beta DC}$. Amb aquestes components del corrent pot controlar-se l'intercanvi de potència entre cames del convertidor, la qual cosa s'utilitza per aconseguir un adequat balanç d'energia intern. Mantenir-lo és de considerable rellevància sota condicions de voltatge no equilibrades en la part d'alterna, ja que la diferència de potència entre elles pot arribar a ser significativament elevada [33]. Per l'altra banda, de l'equació de la seqüència zero (3.16) s'extreu que V_{sum}^{0DC} intervé en el càlcul de I_{sum}^{0DC} . Cal notar que aquesta component del corrent permet regular l'intercanvi de potència entre el convertidor i la xarxa DC.

Aquí finalitza l'anàlisi de l'estat en condicions normal i estacionàries.

3.3 Usos dels components dels corrents

En el present apartat, a l'igual que en [33], es pretenen sintetitzar les conclusions de l'anàlisi de l'estat estacionari. Primerament, es presenta un resum dels diferents usos dels components dels corrents, tant els de la xarxa com els interns del convertidor. Finalment, es procedeix amb una taula que pretén ser una guia ràpida de consulta per al lector en moments que ho pugui necessitar. Tant el resum com la taula mantenen l'ordre en què s'ha fet l'anàlisi.

- Components d'alterna del corrent de la xarxa I_s . Aquests corrents s'expressen en les magnituds abc i se'ls aplica la transformació de Fortescue per expressar-los en el domini $+$ $-$ 0 , per tal de desacoblar les seqüències positiva i negativa de la component de seqüència zero.
 - Seqüències $+$ $-$ de la component alterna del corrent de la xarxa, I_s^{+-} . Aquestes components estableixen la potència activa i reactiva transferida entre el convertidor i la xarxa d'alterna, pel que han de ser regulats contínuament.
 - Seqüència 0 de la component alterna del corrent de la xarxa AC, I_s^0 . Aquesta component és nul·la a causa de la connexió de tres fils del convertidor.
- Component de contínua del corrent I_s . Per a la part de contínua d'aquest corrent és convenient aplicar la transformació de Clarke per tal de desacoblar les components $\alpha\beta$ de la component 0 .
 - Components de contínua $\alpha\beta$ del corrent de la xarxa, $I_s^{\alpha\beta DC}$. Per tal d'evitar saturacions de les components magnètiques del convertidor es convenient regular-les a zero.
 - Component de contínua 0 del corrent de la xarxa, I_s^{0DC} . Novament, aquesta component és estrictament zero degut a la connexió de tres fils del convertidor.
- Components d'alterna del corrent intern del convertidor, I_{sum} . Aquests corrents es poden expressar en el domini abc però també interessa passar-los al domini $+$ $-$ 0 per al seu estudi, tot diferenciant la seqüència zero de la positiva i negativa.
 - Seqüències $+$ $-$ de la part alterna del corrent intern, I_{sum}^{+-} . Aquests components s'utilitzen per compensar els desequilibris de potència entre les parts superiors i inferiors del convertidor. Aquests poden aparèixer durant el transitori a causa d'un canvi de potència o variació de tensió en la part d'alterna, o en l'estat estacionari per culpa d'un desequilibri de tensió en els pols de contínua.
 - Seqüència 0 de la part alterna del corrent intern, I_{sum}^0 . Aquesta ha de ser regulada a zero per tal d'evitar una component de corrent altern a l'enllaç de contínua. Cal notar que aquesta és diferent de la seqüència zero de la component de contínua, la qual està relacionada amb la transmissió de potència de l'enllaç DC.
- Component de contínua del corrent intern del convertidor, I_{sum} . A l'igual que en les components de contínua del corrent de la xarxa, aquests corrents convé expressar-los en el domini $\alpha\beta 0$ to separant la seqüència zero de les altres dues.
 - Component de contínua $\alpha\beta$ del corrent intern, $I_{sum}^{\alpha\beta DC}$. Durant sots de voltatge, cada fase intercanvia diferents quantitats de potència amb la xarxa, el que significa desequilibris entre l'energia emmagatzemada a les cames del

convertidor. Aquestes components del corrent s'utilitzen per equilibrar aquesta energia durant aquest tipus de faltes.

- Component de contínua 0 del corrent intern, I_{sum}^{0DC} . Com s'ha dit, aquest corrent està relacionat amb la potència intercanviada amb l'enllaç DC, essent diferent de zero si el convertidor injecta o absorbeix la potència.

A la taula 3.1 es troba una classificació de cada component i seqüència dels corrents de la xarxa i interns del convertidor, així com el seu ús.

Taula 3.1. Components i usos dels corrents del convertidor

Corrent	Freqüència	Component	Ús
I_s	AC	$+, -$	Regulació de l'intercanvi de potència activa i reactiva entre convertidor i xarxa AC (estacionari).
		0	Igual a zero a causa de la connexió de tres fils.
	DC	$\alpha\beta$	Regulat a zero però evitar corrents continus circulant per la xarxa AC.
		0	Igual a zero a causa de la connexió de tres fils.
I_{sum}	AC	$+, -$	Regulació de l'intercanvi intern de potència entre els braços superiors i inferiors (transitori)
		0	Regulat a zero per evitar distorsions de corrent alterna a la xarxa DC.
	DC	$\alpha\beta$	Balanç adequat d'energia entre cames del convertidor (estacionari i transitori).
		0	Regulació de l'intercanvi de potència entre el convertidor i la xarxa DC.

Capítol 4

Model de control per a un MMC

En el present capítol es proposa un model de control per al convertidor MMC. Primerament, i a partir de la taula resum 3.1, es proposa el control pels diferents corrents disgregant en les seves components d'alterna i de contínua. A més a més s'introdueixen, i també es defineixen, filtres per a un millor control d'aquests. Seguidament es mostren els càlculs dels voltatges a aplicar pels braços dels convertidors. A continuació s'expliquen els càlculs per als valors de referència dels controladors dels corrents.

A més a més dels controls dels corrents, es proposa un control per a l'energia interna del convertidor. Això és per tal d'assegurar que existeix un balanç energètic dins del convertidor, tant entre cames com entre braços. Així doncs es segueix amb el càlcul d'energies, en primer lloc. En segon lloc s'explica un control de potència per avançat i finalment es presenta la proposta per al control de l'energia. Aquesta es fa a partir d'un disseny equivalent del sistema. A més a més, a l'igual que en el cas del control dels corrents, també s'inclouen filtres per tal de millorar el control.

A la taula 4.1 es presenten els diferents paràmetres per al convertidor MMC. A la figura 4.1 es presenta un esquema de l'estructura del MMC (part inferior) i un esquema de les diferents parts del control d'aquest (part superior).

Taula 4.1. Paràmetres del convertidor MMC i impedància equivalent de la xarxa

Paràmetre	Símbol	Valor	Unitats
Potència aparent nominal	S	526	MVA
Factor de potència nominal	$\cos \theta$	0.95 (c)	-
Tensió xarxa AC	U	320	kV rms fase-fase
Tensió enllaç HVDC	V^{DC}	± 640	kV
Impedància de reactor de fase	Z_s	$j 0.0310$	Ω
Impedància de reactor de braç	Z_a	$1.9468 + j 0.1239$	Ω
Nombre de submòduls per braç	N_{arm}	400	submòduls
Tensió mitjana de submòdul	V_{module}	1.6	kV
Capacitància de submòdul	C_{module}	8	mF
Impedància equivalent de la xarxa AC	Z_g	$1.9468 + j 0.0620$	Ω

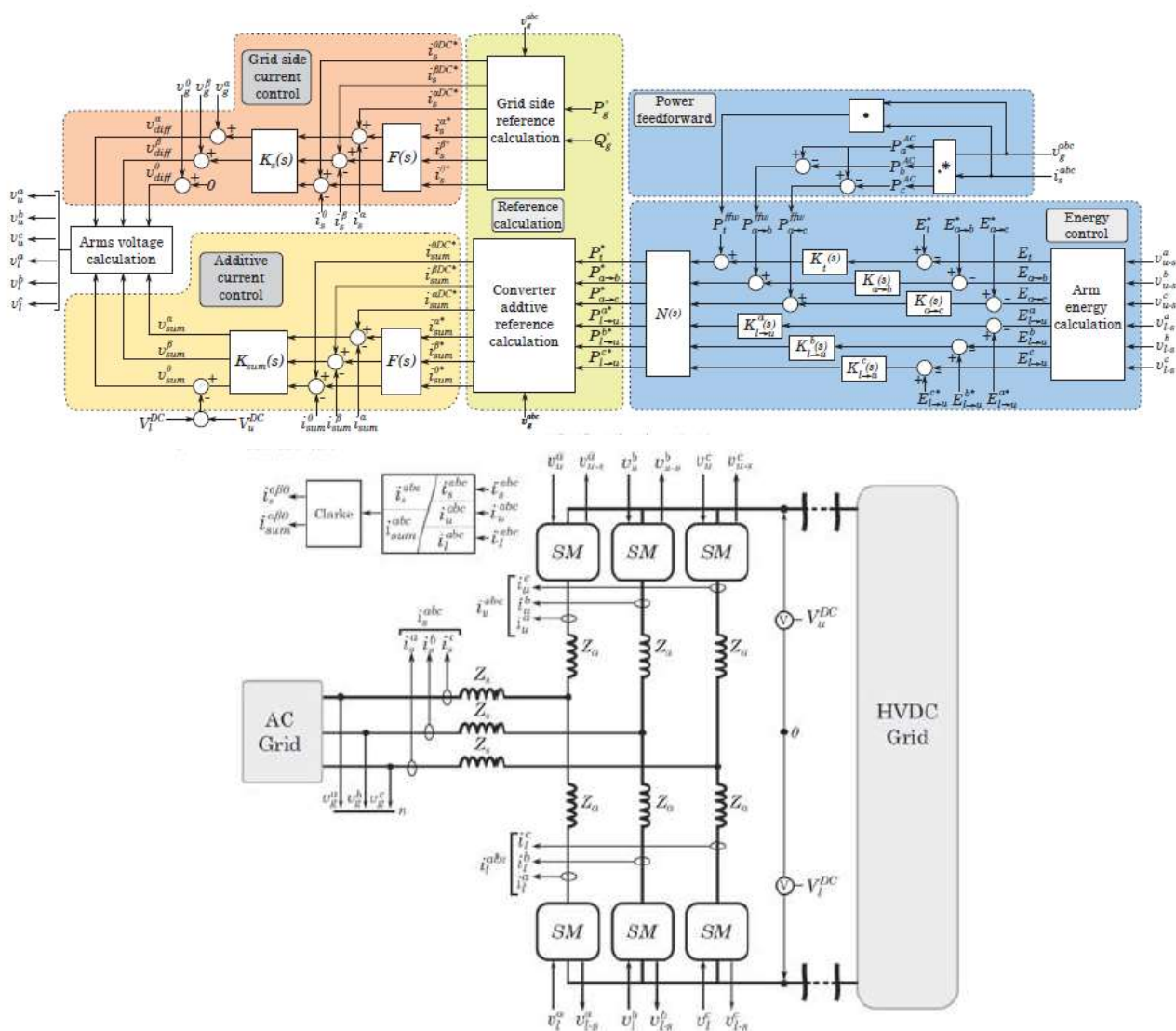


Figura 4.1 Estructura del MMC (inferior) i del seu control (superior). Font: [33]

4.1 Control dels corrents

En primer lloc es proposa el control per a la component d'alterna del corrent de la xarxa AC, i després per a la component de contínua. Se segueix amb el control de la component d'alterna dels corrents interns i després amb el de la component de contínua. Posteriorment es proposa un filtre per al millor funcionament dels controladors i finalment es presenten els càlculs de les tensions a ser aplicades pels braços del convertidor, a partir de les sortides dels controls anteriors.

D'aquesta manera, i amb l'ajuda de la taula 3.1, es planteja un control per als diferents graus de llibertat que presenta el convertidor a través de cadascun dels components dels corrents que intervenen en el seu sistema. Amb aquesta metodologia es permet un control més individualitzat i, per tant, una millor comprensió de cadascun d'aquest graus de llibertat.

4.1.1 Control dels corrents de la xarxa AC

Per al corrent de la xarxa AC es proposa un control de corrent de llaç tancat típic dels convertidors VSC. Primerament, per simplificar el estudi dels controls es preferible utilitzar magnituds constants en el temps, és a dir, no oscil·latòries. És per això que s'introdueix l'anomenada transformació de Park, explicada a l'Annex C.2, la qual ens converteix les magnituds al domini $qd0$. Aplicant-la a l'equació (3.9) i assumint que és un sistema trifàsic equilibrat ($v_n = V_{off}^{DC} = 0$ i components 0 nul·les):

$$\begin{bmatrix} v_{diff}^q \\ v_{diff}^d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_g^q \\ v_g^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & Lw \\ -Lw & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^q \\ i_s^d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^q \\ i_s^d \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

On w és la freqüència de la xarxa AC. Observant l'equació (4.1) es veu un acoblament entre els voltatges q i les tensions q . Per a controlar i_s^q i i_s^d existeixen principalment dos enfocaments diferents [34]:

- Control multi-variable dels components q amb un únic controlador de dos nivells.
- Desacoblament y control independent de les components q i d .

Com s'ha esmentat en capítols anteriors, el present projecte es decanta per la segona opció, ja que d'aquesta manera es permet un control independent de potència activa i reactiva intercanviada amb la xarxa AC. Però com s'ha dit, a l'equació (4.1) es té un acoblament entre components q . Per a fer possible el desacoblament es presenta el següent canvi:

$$\begin{bmatrix} v_{diff}^q \\ v_{diff}^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_g^q + \hat{v}_{diff}^q + Lwi_s^d \\ v_g^d + \hat{v}_{diff}^d - Lwi_s^q \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Substituint (4.2) en (4.1) s'obté:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{diff}^q \\ \hat{v}_{diff}^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^q \\ i_s^d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^q \\ i_s^d \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

I aplicant la transformada de Laplace a (4.3), es poden definir les funcions de transferència del controlador de cada component de la corrent:

$$G_{Ci_q}(S) = \frac{\hat{v}_{diff}^q(S)}{i_s^q(S)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (4.4)$$

$$G_{Ci_d}(S) = \frac{\hat{v}_{diff}^d(S)}{i_s^d(S)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (4.5)$$

On \hat{v}_{diff}^q i \hat{v}_{diff}^d són les sortides dels controladors. Aquests es dissenyen amb una estructura PI:

$$G_{CPI}(S) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \quad (4.6)$$

Així doncs, es poden calcular les constants iguals per ambdós com:

$$K_{pi_s} = \frac{L}{\tau_{i_s}} \quad (4.7)$$

$$K_{ii_s} = \frac{R}{\tau_{i_s}} \quad (4.8)$$

On τ_{i_s} és la constant de temps del sistema, per tant, interessa un resposta ràpida davant canvis de tensions, potències, etc. Per al model proposat s'escull $\tau_{i_s} = 25$ ms.

En la següent figura es mostra un esquema de la implementació del control final per als corrents de la xarxa AC:

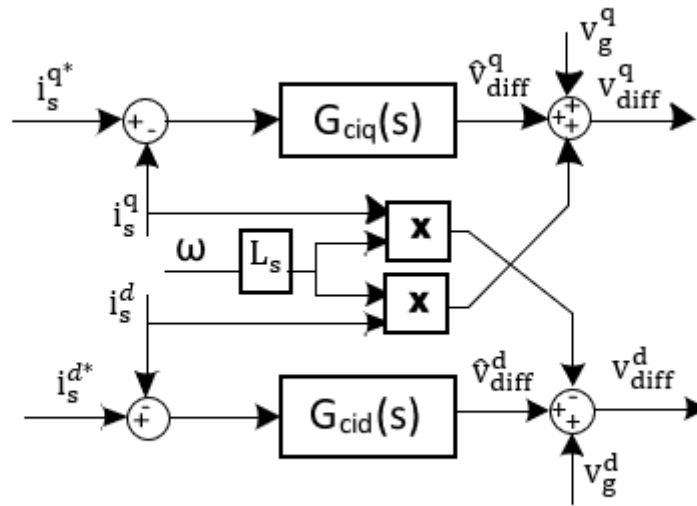


Figura 4.2 Esquema complet del control final per als corrents i_s .

4.1.2 Control dels corrents interns del convertidor

Com ve s'ha puntualitzat a l'apartat anterior, prèviament al disseny del control, per raons de simplicitat, és necessari passar de magnituds oscil·lants en el temps a magnituds constants.

En la mateixa línia en la que s'ha procedit anteriorment, per als corrents interns s'utilitza l'equació (3.10), a la qual se li aplica la transformació de Clarke (Annex [C.1](#)) obtenint:

$$\begin{bmatrix} v_{sum}^\alpha \\ v_{sum}^\beta \end{bmatrix} = -2R_s \begin{bmatrix} i_s^\alpha \\ i_s^\beta \end{bmatrix} - 2L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^\alpha \\ i_s^\beta \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$v_{sum}^0 = V_t^{DC} \quad (4.10)$$

De l'equació (4.10) s'observa que la component 0 de la suma de tensions entre braços superiors i inferiors ha de ser, lògicament, la suma de tensions de l'enllaç de DC (veure figura 4.1). Per l'altra banda, aplicant la transformada de Laplace a l'equació (4.9) es pot obtenir la següent funció de transferència entre els corrents interns i les tensions:

$$G_{planta}(s) = \frac{v_{sum}^{\alpha}(s)}{i_s^{\alpha}(s)} = \frac{v_{sum}^{\beta}(s)}{i_s^{\beta}(s)} = \frac{1}{2L_s s + 2R_s} \quad (4.11)$$

Per al control dels corrents interns es decideix implementar el mètode IMC (Internal Model Control) [35]. Donada una planta de segon ordre qualsevol, aquest control consisteix en eliminar l'efecte de la planta per imposar que la sortida tingui un comportament de primer ordre. Així doncs es podria expressar com:

$$G_{CIMC} = G_{planta}^{-1} L \quad (4.12)$$

On G_{planta}^{-1} és la inversa de la funció de transferència representativa de la planta a estudiar i L és un integrador.

Però abans d'implementar-lo cal tenir en compte dues consideracions:

- Un integrador presenta guany infinit a freqüències properes a zero, la qual cosa s'ha d'evitar.
- Com la variable de control té una freqüència igual a la de la xarxa AC, cal moure la resposta freqüencial fins a aquesta, que és $2\pi 50 \text{ rad/s}$.

Per solucionar el primer cas, s'introdueix un pol suficientment petit i allunyat de la freqüència de L a la qual el guany passa per 0 dB. Amb aquesta acció s'aconsegueix reduir el guany per freqüències properes a zero.

Per al segon cas, es multiplica L per un controlador que aconseguix moure la resposta a la freqüència desitjada.

Per tant, L que modificada i el resultat final és:

$$L_{mod} = \frac{2w_c s}{s^2 + 2as + w^2} \quad (4.13)$$

On w_c és la freqüència a la qual el guany passa per 0 dB i el paràmetre a és el pol petit i allunyat de la freqüència w_c .

Així doncs, la funció de transferència de G_{CIMC} queda definida de la manera següent:

$$G_{CIMC} = \frac{2w_c 2L_a s^2 + 2w_c 2R_a s}{s^2 + 2as + w^2} \quad (4.14)$$

A aquesta estructura de controlador se l'anomena proporcional ressonant (PR). Presenta l'inconvenient que pugui existir un error, sobretot en muntatges reals [36], a causa del poc guany que té a freqüències properes a zero. És per això que s'incorpora un controlador PI en paral·lel. Recordant l'estructura de la planta (4.11) i de manera anàloga al control PI de l'apartat 4.1.1, es determinen les seves constants de la manera següent:

$$K_{pi_{sum}} = \frac{2L_a}{\tau_{i_{sum}}} \quad (4.15)$$

$$K_{ii_{sum}} = \frac{2R_a}{\tau_{i_{sum}}} \quad (4.16)$$

On $\tau_{i_{sum}}$ és la constant de temps del sistema. Anàlogament al control de la component d'alterna dels corrents de la xarxa AC, aquesta constant de temps ha de permetre una resposta prou ràpida davant de canvis del sistema. El valor escollit, per tant, és $\tau_{i_{sum}} = 10$ ms.

4.1.3 Prefiltre per al control dels corrents

Per ambdós controls, tant de corrents de la xarxa AC com els interns, s'implementa un prefiltre amb l'objectiu de compensar la desviació del guany M_t i fase M_p a la freqüència de la xarxa AC, w . La funció de transferència del pre-filtre és presentada a continuació:

$$F(s) = \alpha K_f \frac{s + w_1}{s + w_2} \quad (4.17)$$

On cada paràmetre es calcula mitjançant les següents expressions:

$$\alpha = \frac{1 + M_p}{1 - M_p} ; w_1 = \frac{w}{\sqrt{\alpha}} ; w_2 = w\sqrt{\alpha} \quad (4.1)$$

$$K_f = \frac{1}{M_t M_f} ; M_f = \sqrt{\frac{1 + M_p}{1 - M_p}} \quad (4.18)$$

De [33] s'extreu l'anàlisi de la figura 4.3 on es mostra unes simulacions del funcionament del prefiltre d'acord amb els paràmetres de la taula 4.1 (taula intro de punt 4 amb valors nominals).

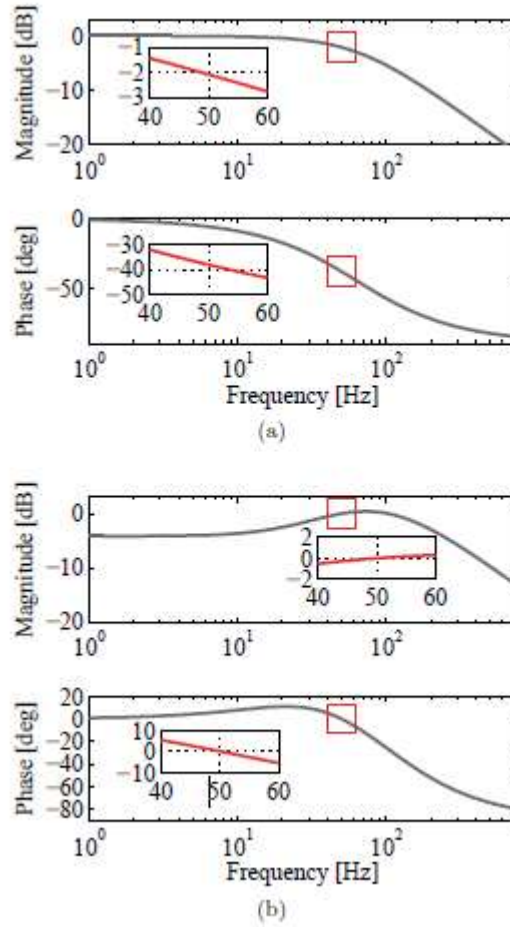


Figura 4.3 Funció de transferència de llaç tancat per al control de corrent de la xarxa. a) Regulació del component DC: sense pre-filtre. b) Regulació del component AC: amb pre-filtre. Font: [33].

4.1.4 Càlcul del voltatge a aplicar als braços

En aquest apartat es pretén sintetitzar el càlcul del voltatge que ha d'aplicar el convertidor a cadascun dels seus braços. Per això cal recordar els canvis de variables presentat a l'equació (3.5) dels quals s'utilitzaran els de les expressions de v_u^j i v_l^j . Suposant un vector d'entrada com la concatenació dels vector v_{diff}^{abc} i v_{sum}^{abc} , es defineix la següent equació matricial:

$$\begin{bmatrix} v_u^a \\ v_u^b \\ v_u^c \\ v_l^a \\ v_l^b \\ v_l^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1/2 \\ 1 & 0 & 0 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{diff}^a \\ v_{diff}^b \\ v_{diff}^c \\ v_{sum}^a \\ v_{sum}^b \\ v_{sum}^c \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

L'equació (4.19) és el resultat del càlcul sintetitzat en una única equació matricial.

4.2 Càlcul de referències per als controls de corrent

És precís fer el càlcul de les referències tant per als corrents de la xarxa AC com per als corrents interns. Fins ara s'han dividit ambdós en les seves components de contínua i d'alterna.

Naturalment, ara no serà diferent, fet per el qual aquest apartat es divideix en quatre apartats, un per a cada cas.

4.2.1 Càlcul de referències per al component altern dels corrents de la xarxa AC

De la taula 4.1 es resumeix que la component alterna dels corrents de la xarxa AC es regulen per obtenir l'intercanvi de potència activa y reactiva desitjat entre xarxa i convertidor. Es poden utilitzar els clàssics mètodes per a convertidors de dos nivells per al càlcul de referència d'aquests corrents. No obstant això, per condicions no equilibrades de tensió, existeixen múltiples opcions [37], de les quals no se n'ha establert cap d'elles com la millor.

En aquest model es tria regular la seqüència negativa a zero i escollir només el valor de la seqüència positiva per a l'intercanvi de potència activa i reactiva. Aquest mètode provoca descompensacions en les energies entre cames les quals hauran de ser corregides en els controls pertinents.

El càlcul de la referència per a la seqüència positiva es fa a partir de la definició matemàtica de la potència activa i reactiva intercanviades entre xarxa i convertidor un cop aplicada la transformació de Park a les magnituds (Annex C.2):

$$P = \frac{3}{2}(v_g^{q+}i_s^{q+} + v_g^{d+}i_s^{d+}); Q = \frac{3}{2}(v_g^{q+}i_s^{d+} - v_g^{d+}i_s^{q+}) \quad (4.20)$$

EL control del PLL (veure Annex D.1) garanteix que v_g^{d+} és zero. Per tant, el valor de referència per als corrents i_s^{q*} i i_s^{d*} es poden calcular segons:

$$i_s^{q*} = \frac{2}{3} \frac{P^*}{v_g^{q+}}; i_s^{d*} = \frac{2}{3} \frac{Q^*}{v_g^{q+}} \quad (4.21)$$

On P^* i Q^* son els valors de potència activa i reactiva que es desitja que el convertidor intercanviï amb la xarxa AC.

4.2.1 Càlcul de referències per al component continu dels corrents de la xarxa AC

Com es resumeix a la taula 4.1, les components contínues dels corrents de la xarxa AC es poden expressar en el domini $\alpha\beta 0$. Les components $\alpha\beta$ han de ser regulades a zero per prevenir components de corrent contínua en la xarxa AC. La component 0 s'anul·la a causa de la connexió de tres fils. Per tant, els valors de referència de totes les components de la part contínua del corrent de la xarxa han de ser zero.

4.2.3 Càlcul de referències per al component altern dels corrents interns

Els corrents interns de convertidors, en la seva component alterna, es poden expressar en el domini $+ - 0$, on la seqüència 0 es regula a zero per evitar distorsions de caràcter altern en la xarxa DC. Les seqüències $+ i -$ s'utilitzen per regular l'intercanvi de potència entre braços superiors i inferiors. Aquesta informació també es presenta resumida a la taula 4.1.

El càlcul de la d'aquesta potència pot expressar-se mitjançant el producte de la tensió alterna aplicada als braços i la component alterna dels corrents interns que circulen per aquests. L'expressió de les tensions d'alterna aplicades pels braços pot aproximar-se per l'expressió de la tensió de la xarxa donat que la impedància de la connexió xarxa convertidor és molt petita. Així doncs, l'expressió de les tensions aplicades als braços poden expressar-se com:

$$v_l^{abc} \approx -v_u^{abc} \approx \sqrt{2} \begin{bmatrix} V_g^+ \cos(wt) + V_g^- \cos(wt + \varphi) \\ V_g^+ \cos(wt - \frac{2}{3}\pi) + V_g^- \cos(wt + \varphi + \frac{2}{3}\pi) \\ V_g^+ \cos(wt + \frac{2}{3}\pi) + V_g^- \cos(wt + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

On V_g^+ i V_g^- són els valors RMS positiu i negatiu de les tensions de la xarxa, respectivament, i φ és l'angle de desfasament entre ambdues seqüències. El paràmetre t és el l' instant de temps actual. Cal notar que es pren la seqüència positiva de la xarxa com la referència d'angles. De manera anàloga es pot trobar una expressió per a la component alterna dels corrents interns:

$$i_{sum}^{abc} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} I_{sum}^+ \cos(wt + \gamma) + I_{sum}^- \cos(wt + \alpha) \\ I_{sum}^+ \cos(wt + \gamma - \frac{2}{3}\pi) + I_{sum}^- \cos(wt + \alpha + \frac{2}{3}\pi) \\ I_{sum}^+ \cos(wt + \gamma + \frac{2}{3}\pi) + I_{sum}^- \cos(wt + \alpha - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Aquí γ i α representen el desfasament de la seqüència positiva i negativa dels corrents interns respecte de la referència (seqüència de tensió positiva), respectivament. Els paràmetres I_{sum}^+ i I_{sum}^- són els valors RMS dels corrents interns de seqüència positiva i negativa, respectivament.

Seguidament es procedeix a calcular l'expressió de la potència bescanviada entre cames, la qual s'obté a partir del producte per fases de les equacions (4.22) i (4.23) i del següent canvi de variables:

$$\begin{aligned} P_1 &\triangleq \frac{1}{3}(-P_{l-u}^c - P_{l-u}^b + 2P_{l-u}^a) \\ P_2 &\triangleq \frac{1}{3}(\sqrt{3}P_{l-u}^c - \sqrt{3}P_{l-u}^b) \\ P_3 &\triangleq \frac{1}{3}(P_{l-u}^a + P_{l-u}^b + P_{l-u}^c) \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_g^+ & 0 & V_g^- \cos \varphi \\ 0 & V_g^+ & -V_g^- \sin \varphi \\ V_g^- \cos \varphi & -V_g^- \sin \varphi & V_g^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sum}^- \cos \alpha \\ -I_{sum}^- \sin \alpha \\ I_{sum}^+ \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Cal destacar que es pretenen ajustar tres valors de potències P_{l-u}^a, P_{l-u}^b i P_{l-u}^c a partir de quatre graus de llibertat $I_{sum}^+, I_{sum}^-, \alpha$ i γ . En aquest estudi s'estableix γ igual a zero per tal que la seqüència positiva dels corrents interns s'alineï amb la seqüència positiva de les tensions. Aïllant les intensitats de l'equació (4.25), es determinen les expressions per al càlcul de les referències I_{sum}^{+*} i I_{sum}^{-*} :

$$\begin{bmatrix} I_{sum}^- \cos \alpha \\ -I_{sum}^- \sin \alpha \\ I_{sum}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Amb:

$$\begin{aligned} M_{11} &= \frac{2(V_g^+)^2 + (\cos(2\varphi) - 1)(V_g^-)^2}{2V_g^+} \\ M_{22} &= \frac{2(V_g^+)^2 + (-\cos(2\varphi) - 1)(V_g^-)^2}{2V_g^+} \\ M_{33} &= V_g^+; \quad M_{12} = M_{21} = -\frac{\sin(2\varphi)(V_g^-)^2}{2V_g^+} \\ M_{13} = M_{31} &= -\cos(\varphi)V_g^-; \quad M_{23} = M_{32} = -\sin(\varphi)V_g^- \end{aligned} \quad (4.27)$$

Com bé es destaca a [33], l'equació (4.11) presenta una discontinuïtat quan coincideixen els valors RMS de la tensió ($V_g^+ = V_g^-$), resultant en un valor molt gran de corrent de referència quan apareixen sots de tensió a la xarxa. Una possible solució és inhabilitar la component alterna dels corrents interns quan es detecten aquests distorsions i rehabilitant-los un cop neutralitzades [38].

4.2.4 Càlcul de referències per al component continu dels corrents interns

La component continua dels corrents interns s'expressa en el domini $\alpha\beta 0$, d'acord amb la taula 3.1 Les seqüències $\alpha\beta$ s'utilitzen per regular l'intercanvi de potències entre les cames del convertidor, mentre que la seqüència 0 s'utilitza per a l'intercanvi de potència entre convertidor i xarxa DC.

De manera prèvia al càlcul dels valors de referència, resulta útil definir les següents variables:

$$\begin{aligned} P_t &\triangleq \sum_{j=a,b,c} P_j \\ P_{a-b} &\triangleq P_a - P_b; \quad P_{a-c} \triangleq P_a - P_c \end{aligned} \quad (4.28)$$

En aquest cas es pot aproximar la potència total bescanviada com $P_t \approx V_t^{DC} i_{sum}^{jDC}$. Amb aquesta s'estan considerant negligibles les pèrdues de les inductàncies dels braços. Aplicant la

transformació de Clarke s'arriba a la següent expressió, que resulta en el càlcul dels valors de referència per a la component contínua dels corrents interns:

$$\begin{bmatrix} i_{sum}^{\alpha DC*} \\ i_{sum}^{\beta DC*} \\ i_{sum}^{0 DC*} \end{bmatrix} = \frac{1}{3V_t^{DC}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_t^* \\ P_{a-b}^* \\ P_{a-c}^* \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

On P_t^* és la potència que es desitja que el convertidor bescanviï amb la xarxa DC i $P_{a-b}^* = P_{a-c}^* = 0$ ja que es desitja un equilibri energètic intern.

4.3 Control de l'energia interna del convertidor

Com ve s'ha comentat al capítol 3, el control de l'energia interna es fa a través del corrent intern del convertidor (veure taula 3.1). No obstant això, cal recordar que un control no és més que una comparació entre un valor real i un de referència, on l'objectiu és fer que aquest error o diferència sigui zero. D'aquesta manera s'aconsegueix que el valor real sigui igual al de referència, és a dir, el desitjat. El valor real dels corrents interns s'aconsegueix simplement mesurant-lo. Però el que cal saber és quin valor de referència es desitja a cada instant de temps, i aquest s'obté imposant que hi hagi un equilibri energètic dins del convertidor. Aquí és on entra en joc el control de l'energia interna. Per imposar aquest equilibri és necessari fer un control previ de l'energia.

Aquest control de l'energia es presenta dividint-lo en tres seccions diferenciades: el càlcul de les diferents energies internes del convertidor, el control per avançat mitjançant el càlcul de les potències de la xarxa AC i una proposta de disseny per als controladors.

4.3.1 Càlculs de l'energia interna

Com s'ha explicat varies vegades en capítols anteriors, existeixen diferents nivells per definir l'energia interna del convertidor:

E_t és l'energia total interna del convertidor

E_{a-b} i E_{a-c} representen l'energia entre cames on a, b i c fan referència a les fases en el domini abc.

E_{l-u}^j és l'energia entre la part inferior (lower) i superior (upper) de la fase j (j = a, b, c).

Per a poder aplicar el control sobre l'energia interna primer cal saber el valor real d'aquesta a cada instant en el convertidor. A continuació es presenten les equacions per obtenir aquest valor per a les definicions anteriors:

$$E_t = \sum_{j=a,b,c} E_u^j + \sum_{j=a,b,c} E_l^j \quad (4.30)$$

$$E_{a-b} = (E_u^a + E_l^a) - (E_u^b + E_l^b)$$

$$(4.31)$$

$$E_{a-c} = (E_u^a + E_l^a) - (E_u^c + E_l^c) \quad (4.32)$$

$$E_{l-u}^j = E_l^j - E_u^j \quad (4.33)$$

Cal notar que en totes les equacions els càlculs es fan a partir de E_u^j i E_l^j , essent $j = a, b, c$. El càlcul d'aquest termes es pot aproximar segons [39] a les següents expressions:

$$E_u^j \approx \frac{1}{2} C_{arm} (v_{u-s}^j)^2 ; E_l^j \approx \frac{1}{2} C_{arm} (v_{l-s}^j)^2 \quad (4.34)$$

$$C_{arm} = \frac{C_{module}}{N_{arm}} \quad (4.35)$$

On C_{arm} és la capacitança de cada braç, que es pot calcular segons l'equació (4.35), on la resta de paràmetres han estat definits a la taula 4.1. Els termes v_{u-s}^j i v_{l-s}^j representen la suma de tensions de tots els submòduls dels braços superiors i inferiors, respectivament. Per tant, ja tenim els valors reals de les diverses energies internes, en funció dels valors de tensió aplicats a cada braç pel propi convertidor. Cal notar que aquests valors de tensió s'obtenen de la mesura directa de la tensió dels condensadors de cada submòdul.

Per altra banda, cal fer explícits els càlculs del valor de referència per a aquestes diverses energies internes:

$$E_u^{j*} = E_l^{j*} = \frac{1}{2} C_{arm} (N_{arm} V_{module})^2 \quad (4.36)$$

On V_{module} és el valor de tensió nominal per a cada submòdul. L'equació (4.36) expressa que, perquè existeixi un equilibri energètic intern, cal que l'energia a cada braç sigui igual. Amb la combinació de les equacions (4.36) i (4.30) s'obté l'expressió per al càlcul de l'energia total interna:

$$E_t^* = 6 \frac{1}{2} C_{arm} (N_{arm} V_{module})^2 \quad (4.37)$$

Es destacable el fet que, si es combinen les equacions (4.36) amb les equacions (4.31), (4.32) i (4.33) donen com a resultat:

$$E_{a-b}^* = E_{a-c}^* = E_{l-u}^{j*} = 0 \quad (4.38)$$

Cosa natural, ja que l'objectiu és un equilibri energètic entre cames i braços. No obstant això, l'energia interna del convertidor tindrà un valor diferent de zero en funció dels paràmetres C_{arm} , N_{arm} i V_{module} tal com s'expressa a l'equació (4.37).

4.3.2 Control per avançat a partir de les potències de la xarxa AC

Per al primer control (el de les energies E_t , E_{a-b} i E_{a-c}) es proposa afegir una realimentació per avançat de la potència total i entre cames que s'obté d'un simple càlcul a partir de la tensió (\underline{v}_g^{abc}) i intensitat (\underline{i}_s^{abc}) de la xarxa AC (veure figura 4.1 superior, en el requadre titulat Power Feedforward). Per al segon control no serà necessari. A continuació es presenten els càlculs que requereix:

$$p_{a-b}^{ffw} = p_a^{AC} - p_b^{AC} ; p_{a-c}^{ffw} = p_a^{AC} - p_c^{AC} \quad (4.39)$$

$$p_t^{ffw} = \underline{v}_g^{abc} \cdot (\underline{i}_s^{abc})^* \quad (4.40)$$

$$p_j^{AC} = \underline{v}_g^j \cdot (\underline{i}_g^j)^* \quad (4.41)$$

On \underline{v}_g^{abc} i \underline{i}_s^{abc} són els vectors en fasors de les tensions i corrent de la xarxa AC respectivament. Els termes \underline{v}_g^j i \underline{i}_g^j són els fasors de la tensió i corrent de la xarxa a la fase j , respectivament. Cal destacar que en les fórmules (4.40) i (4.41), el terme “*” fa referència al conjugat del fasor (és a dir, no és cap valor de referència, sinó la operació de conjugat un nombre complex).

4.3.3 Disseny del control de l'energia interna

Val la pena aclarir que el control de les energies E_t , E_{a-b} i E_{a-c} s'utilitzen per al posterior control del component continu del corrent intern del convertidor. I les energies E_{l-u}^j s'utilitzen per al posterior control del component altern del corrent intern.

La proposta per a dissenyar el control de les diverses energies internes s'extreu de [33]. La idea roman en fer un estudi equivalent del sistema tal que els resultats siguin extrapolables a l'estudi principal. En la referència citada es proposen dos esquemes equivalents: un per la part de l'energia total i entre cames i l'altre per a l'energia entre braços.

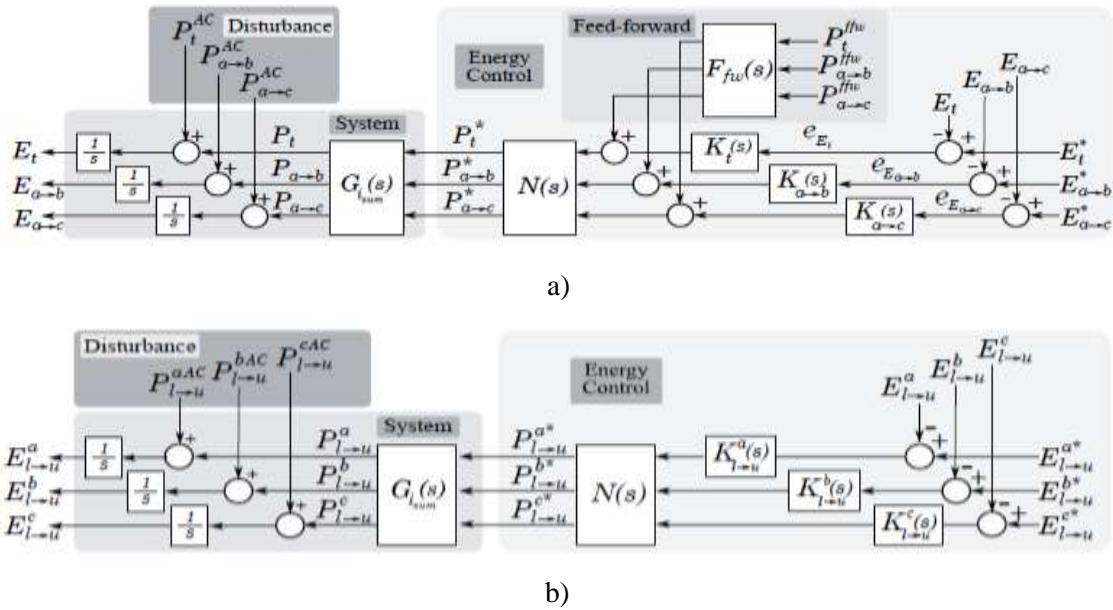


Figura 4.4 Esquemes equivalents per al disseny del control d'energia: a) energies total i entre cames, b) energies entre braços inferiors i superiors. Font: [33]

Per al disseny dels controladors de l'energia $K_t(s)$, $K_{a \rightarrow b}(s)$, $K_{a \rightarrow c}(s)$, $K_{l \rightarrow u}^a(s)$, $K_{l \rightarrow u}^b(s)$ i $K_{l \rightarrow u}^c(s)$ és suficient amb l'estudi d'un dels dos esquemes, ja que també són equivalents entre ells. En el present projecte, es realitza l'estudi amb l'esquema de la figura 4.4 a).

Previ a l'estudi, cal definir tots els blocs que apareixen a l'esquema.:

- F_{ffw} és un filtre per evitar excedir l'ample de banda provinent del control dels corrents interns.
- $G_{i_{sum}}$ és el model equivalent del sistema comprès entre les potències de referència i les potències actuals.
- N és un filtre Notch per eliminar la presència de components harmòniques a la freqüència fonamental i de $2n$ harmònic en les energies entre cames i les energies entre els braços inferiors i superiors, respectivament.

Per a F_{ffw} s'implementa un filtre de primer ordre. La constant de temps τ_{ffw} s'estableix a 10 ms per tal de que no excedeixi l'ample de banda llaç de corrent, per tal de que no sigui més ràpid que el llaç que va a continuació.

Per al bloc equivalent del sistema ($G_{i_{sum}}$) es pot considerar una funció de transferència de primer ordre amb una constant de temps $\tau_{i_{sum}}$ d'acord amb el disseny del control dels corrents interns. Per tant, s'estableix $\tau_{G_{i_{sum}}} = 10$ ms.

A continuació es presenta la funció de transferència general per a un filtre Notch de segon ordre:

$$N_{w_n}(S) = \frac{s^2 + w_n^2}{s^2 + 2\frac{w_n}{Q}s + w_n^2} \quad (4.42)$$

La funció de transferència de l'equació (4.42) permet eliminar la freqüència w_n . Per tal d'eliminar les dues freqüències (50 Hz i 100 Hz) es dissenya un filtre per a cadascuna. El filtre final és el resultat del producte dels altres dos:

$$\begin{aligned} N_{w_{10050}}(S) &= N_{w_n=100}(S) \cdot N_{w_n=50}(S) = \\ &= \frac{s^4 + 125 \cdot 10^2 s^2 + 25 \cdot 10^6}{s^4 + 2\frac{150}{Q}s^3 + \left(125 \cdot 10^2 + 2\frac{10^3}{Q}\right)s^2 + 2\frac{75 \cdot 10^4}{Q}s + 25 \cdot 10^3} \end{aligned} \quad (4.43)$$

On Q és la qualitat del filtre el valor del qual s'estableix a 3. Això és així perquè de l'anàlisi que es fa a [33] s'obté el diagrama de bode i la resposta freqüencial de la figura 4.5. En aquests s'observa que per al valor escollit de qualitat, el filtre mostra una bona actuació amb una degradació en el temps de resposta que no és significativa (línia més fosca).

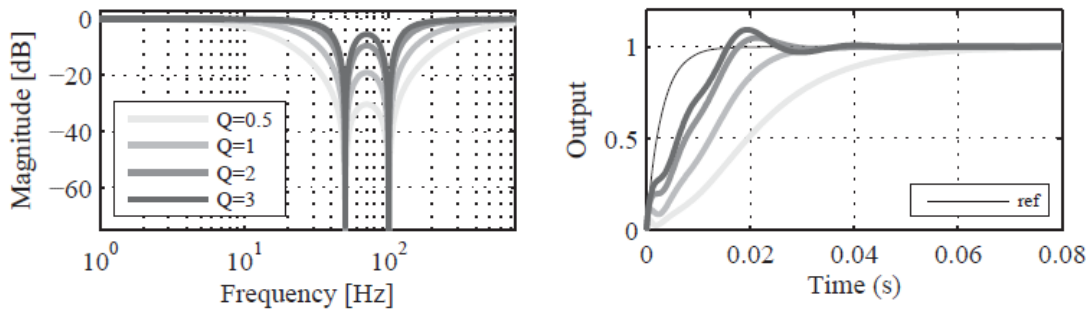


Figura 4.5 Diagrama de bode (esquerra) i temps de resposta (dreta) d'un filtre Notch utilitzat per eliminar les freqüències d'una i doble línia. Font: [33]

Així doncs, queden definits tots els elements dels esquemes equivalents a estudiar, excepte els propis blocs de control. Per a aquests es decideix implementar una estructura PI, els quals presenten la següent funció de transferència en genèric:

$$K(S) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \quad (4.44)$$

Ara només cal triar els valors de K_p i K_i per a cadascun. Aquest és l'objectiu de l'estudi equivalent del sistema. No obstant això, cal triar una sèrie criteris per complir les especificacions que es desitgin. Per a l'estudi equivalent que s'ha proposat en el present apartat, s'estableixen els següents:

- Màxim error permès d'energia del 10% per al valor d'energia total.
- Temps de resposta d'1 segon per aconseguir $\pm 2\%$ de desviació respecte al valor de referència després de la pertorbació de potència.
- El pitjor escenari de pertorbació de la potència es considera per a un valor de 500 MW.

De les simulacions corresponents s'extreu el gràfic de la figura 4.6, on es donen diferents valors a K_p mantenint $K_i = 50$. Es podrien variar també els valors de K_i i provar parelles de valors, però tal de sintetitzar l'explicació només es mostra l'efecte de K_p .

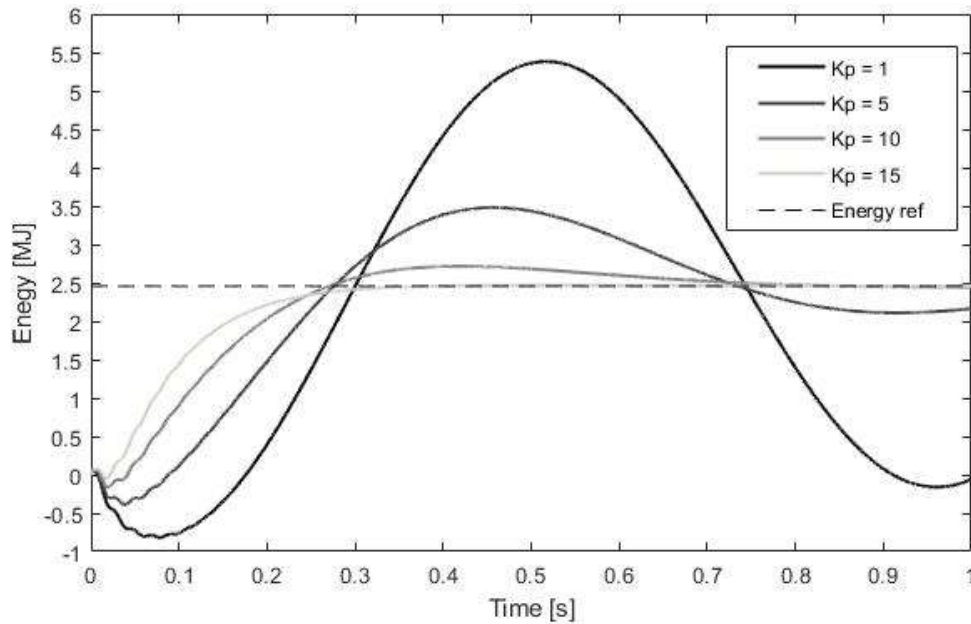


Figura 4.6 Resposta temporal de l'energia per diferents valors de K_p i $K_i = 50$.

On Energy ref és el valor de referència de l'energia total igual a 2,4576 MJ. De les simulacions es pot extreure que és suficient amb un valor de guany proporcional igual a 10, que és el que s'utilitza finalment per al model d'estudi principal.

Capítol 5

Simulacions i anàlisi dels resultats

Per tal de validar el disseny del controlador del convertidor proposat en aquest projecte, s'han realitzat les simulacions pertinents amb el programa Matlab Simulink ®. Cal destacar que, tot i haver plantejat un control complet del MMC, tant per a condicions normals com per condicions de xarxes no equilibrades i sots de tensió, només s'han realitzat simulacions assumint condicions normals. A més a més, aquestes s'han fet sense implementar la part del control del component altern dels corrents interns. Més endavant es comenta en què afecta això als resultats.

Els paràmetres utilitzats han estat els de la taula 4.1, junt amb els valors per als controls que s'han decidit, amb la seva corresponent justificació, al llarg del capítol 4. Així doncs, en el present, es recullen i comenten els resultats d'aquestes simulacions. Aquests han estat dividits en els següents apartats:

- Anàlisi del costat AC del convertidor i de la xarxa AC
- Anàlisi dels braços superiors
- Anàlisi dels braços inferiors
- Anàlisi de l'enllaç amb la xarxa HVDC
- Anàlisi de les potències internes
- Anàlisi dels corrents de la xarxa AC i dels corrents interns

Cal notar que aquestes simulacions s'han fet amb un canvi en la potència activa de referència (bescanviada entre convertidor i xarxa AC) a l'instant 0,2 s, passant de zero a 500 MW. El valor de referència per a la potència reactiva a estat de zero per a tot el temps de simulació. Aquest temps de simulació s'ha establert en 1 s, ja que totes les variables arriben a l'estat estacionari abans i, per tant, no hi havia motiu per ampliar-lo.

5.1 Anàlisi del costat AC del convertidor i de la xarxa AC

En aquest apartat es presenten les gràfiques relatives a la tensió mesurada pel costat de la xarxa AC (figura 5.1), els corrents que circulen per aquesta en el domini temporal (figura 5.2) i la potència bescanviada entre convertidor i xarxa AC (figura 5.3).

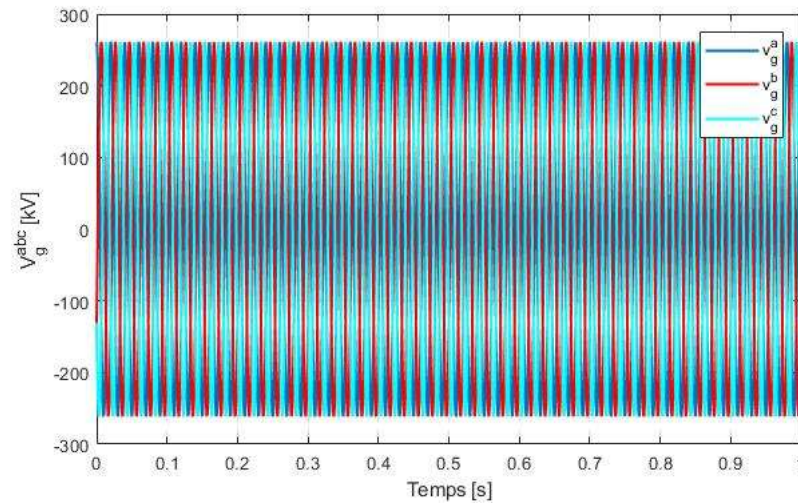


Figura 5.1 Tensions mesurades pel costat de la xarxa AC.

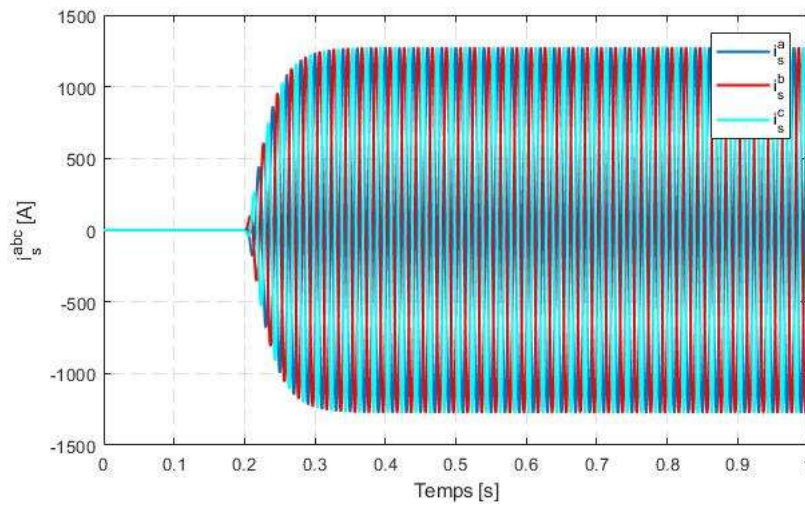


Figura 5.2 Corrents de la xarxa AC en el domini abc.

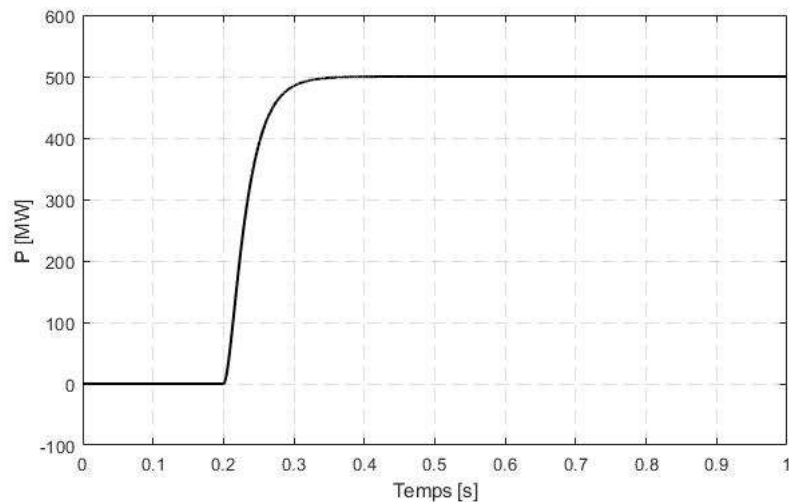


Figura 5.3 Potència activa bescanviada entre el convertidor i la xarxa AC.

En la figura 5.3 es pot observar el canvi de potència activa l' instant 0,2 s tal i com s'havia establert des dels valors de referència, similar a una resposta d'un sistema de primer ordre.

5.2 Anàlisi dels braços superiors

En aquest apartat es mostren els gràfics de les variables relatives als braços superiors. A la figura 5.4 s'observa la tensió que apliquen en el domini temporal. A la figura 5.5 s'observen els corrents que circulen hi circulen, també en el domini temporal. La figura 5.6 mostra la suma de tensió de tots els condensadors de cada braç superior, abc.

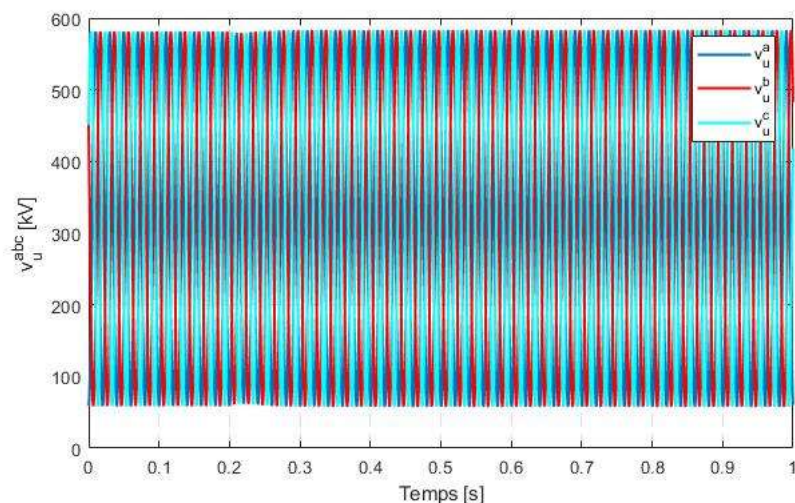


Figura 5.4 Tensions aplicades pels braços superiors del convertidor.

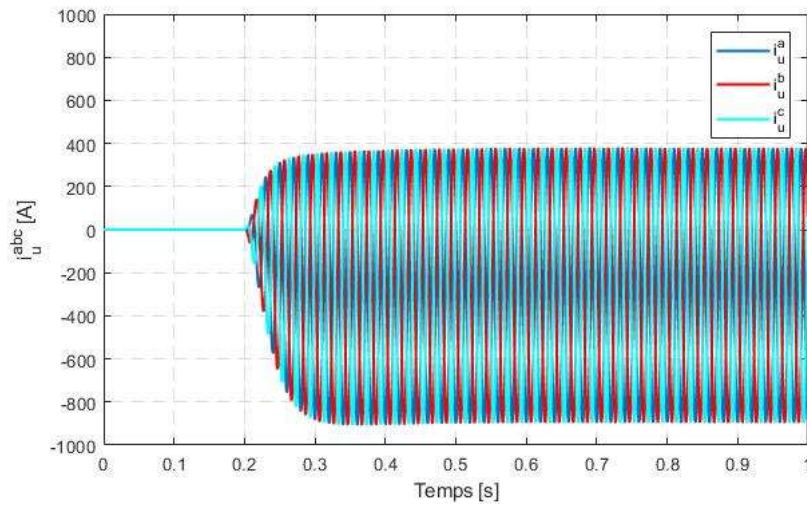


Figura 5.5 Corrents que circulen pels braços superiors del convertidor.

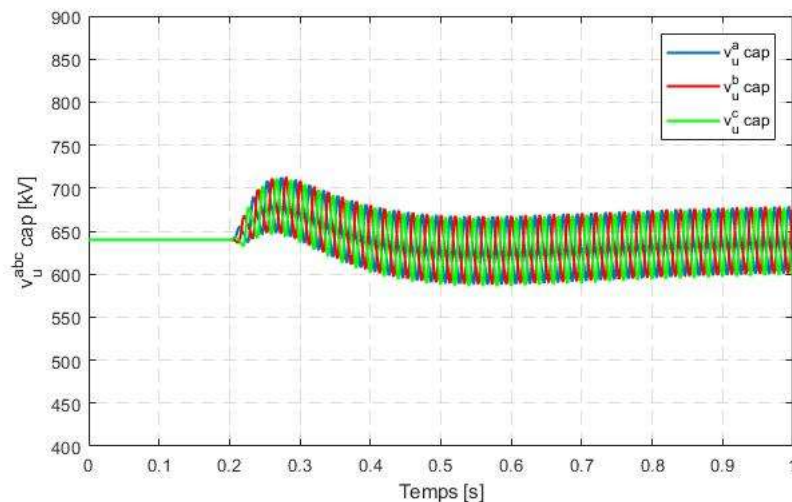


Figura 5.6 Suma de les tensions dels condensadors per a cada braç superior a,b,c.

Que el valor de potència activa sigui positiu, segons el criteri escollit, significa que aquesta potència s'extreu de la xarxa AC i s'injecta a l'enllaç HVDC. Per tant, tal i com pot intuir-se de la figura 5.6, els condensadors es carregen. Això es pot saber perquè la gràfica fa una espècie de “muntanya” cap a munt, és a dir, cap a valors més grans.

5.3 Anàlisi dels braços inferiors

De manera anàloga que a l'apartat 6.2, en aquest es presenten les mateixes variables per als braços inferiors. Així doncs, a la figura 5.7 s'observen les tensions que aquests apliquen. A la figura 5.8 els corrents que hi circulen a través i a la figura 5.9 es recull la suma de tensions dels condensadors per a cada braç.

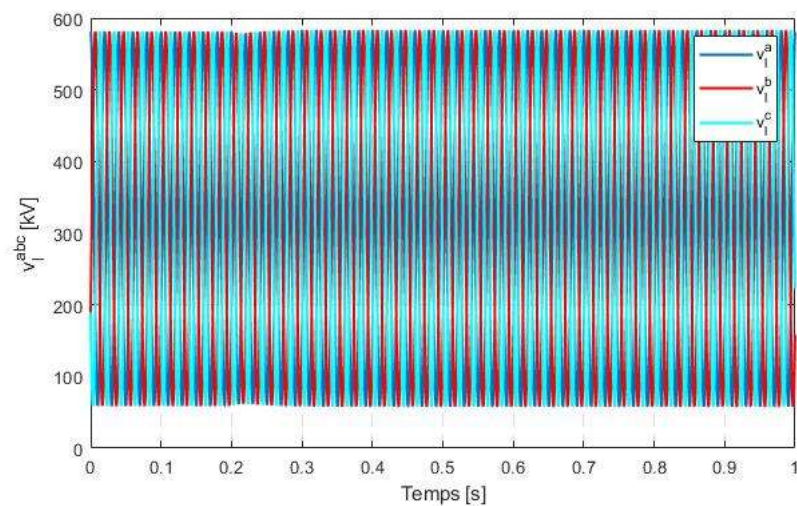


Figura 5.7 Tensions aplicades pels braços inferiors del convertidor.

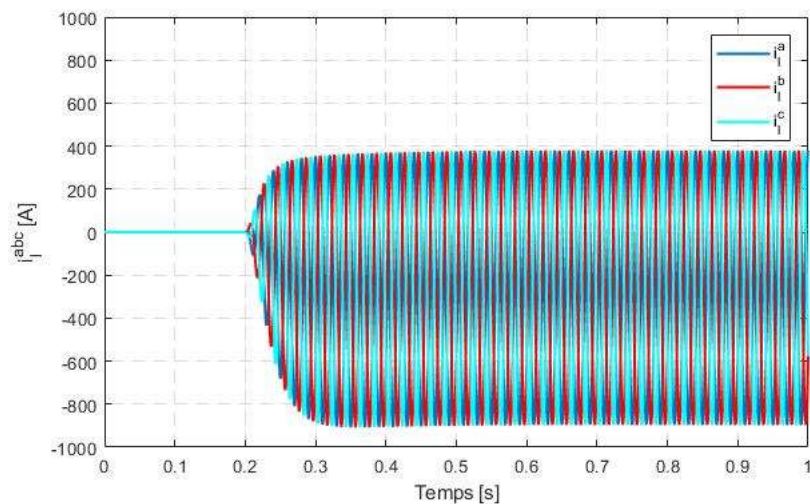


Figura 5.8 Corrents que circulen pels braços inferiors del convertidor.

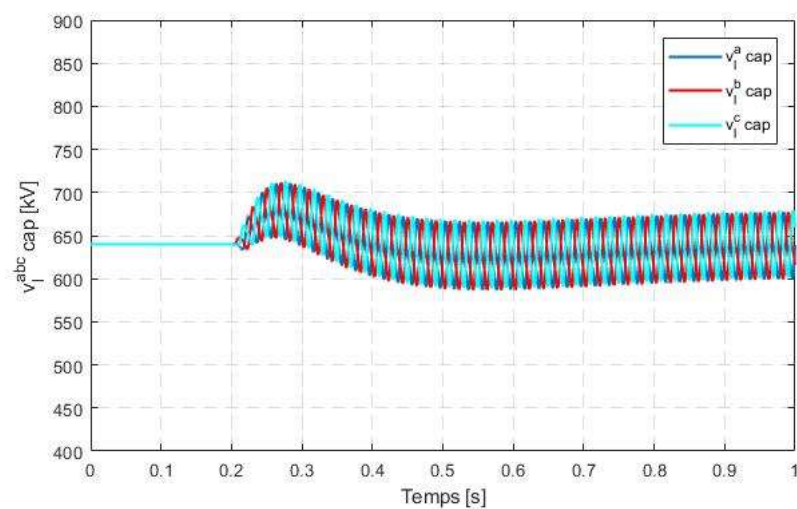


Figura 5.9 Suma de les tensions dels condensadors per a cada braç inferior a,b,c.

5.4 Anàlisi del costat DC del convertidor

En aquest apartat es presenten els resultats de la simulació per a es variables del costat DC del convertidor. A la figura 5.10 es mostra la tensió total del costat de contínua del convertidor. A la figura 5.11 es mostra el corrent que hi circula per la part contínua i a la figura 5.12 es mostra la potència que bescanviaria amb l'enllaç HVDC.

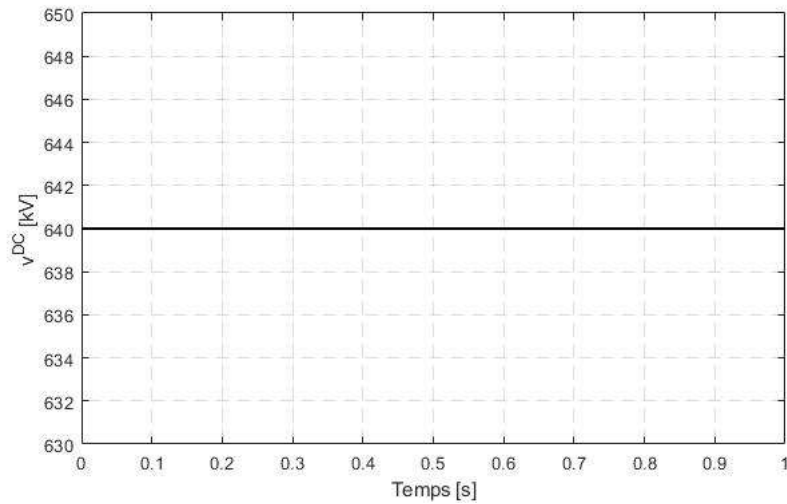


Figura 5.10 Tensió total del costat de contínua del convertidor.

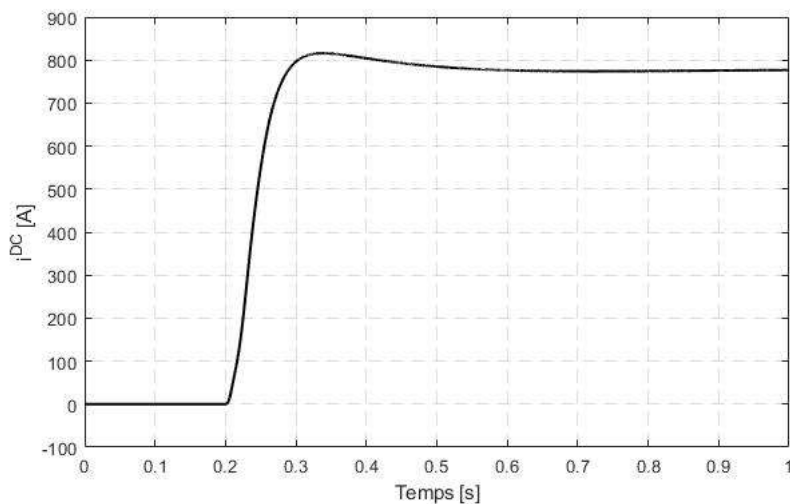


Figura 5.11 Corrent que circula per la part de contínua del convertidor.

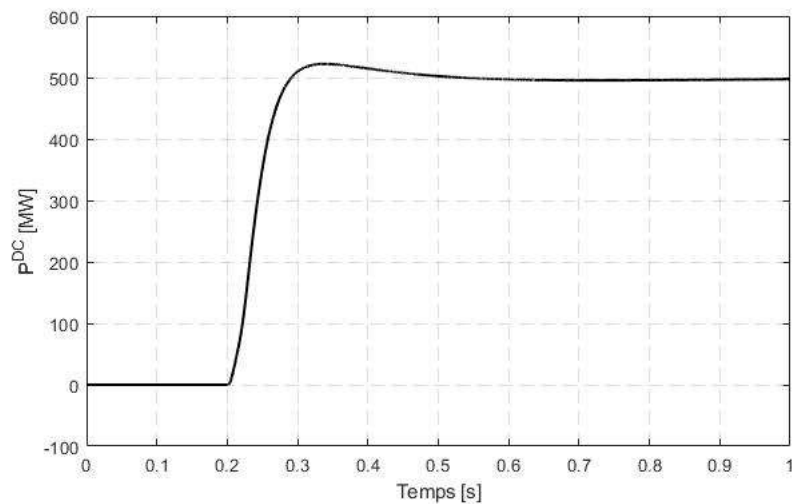


Figura 5.12 Potència que bescanviaria amb l'enllaç HVDC.

Com pot observar-se a la figura 5.12, la potència que es transferiria és la desitjada, on el transitori dura aproximadament 0,2 s (entre els instants 0,2 s i 0,5 s).

5.5 Anàlisi de les potències internes

En aquest apartat s'analitzen els resultats de les potències internes: potència total, bescanviada entre cames i bescanviada entre braços. A la figura 5.13 es mostren la potència total i la bescanviada entre cames. A la figura 5.14 es mostren únicament les potències bescanviades entre cames i a la figura 5.15 es mostren les potències bescanviades entre braços.

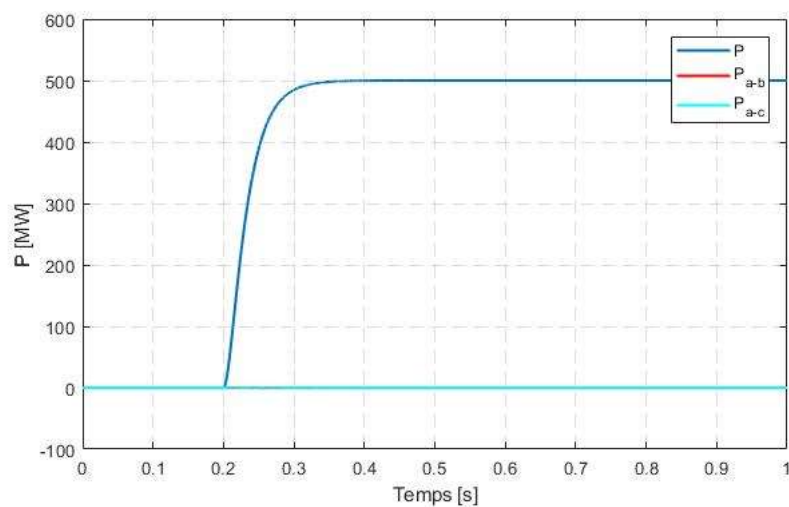


Figura 5.13 Potència total i potències bescanviades entre cames.

De la figura 5.13 pot observar-se que la potència total és, lògicament, la que el convertidor transfereix entre xarxa AC i xarxa DC. Semblaria ser, al menys en aquest gràfic, que les potències entre cames són nul·les. Això no és del tot cert, ja que no són en tot moment nul·les, però l'ordre de magnitud respecte la potència total és tan gran que no es poden apreciar amb claredat. És per això que es mostra el gràfic 5.14, on només es representen les potències bescanviades entre cames, canviant l'escala de l'eix de les ordenades però mantenint l'ordre de magnitud, ja que n'és d'interès.

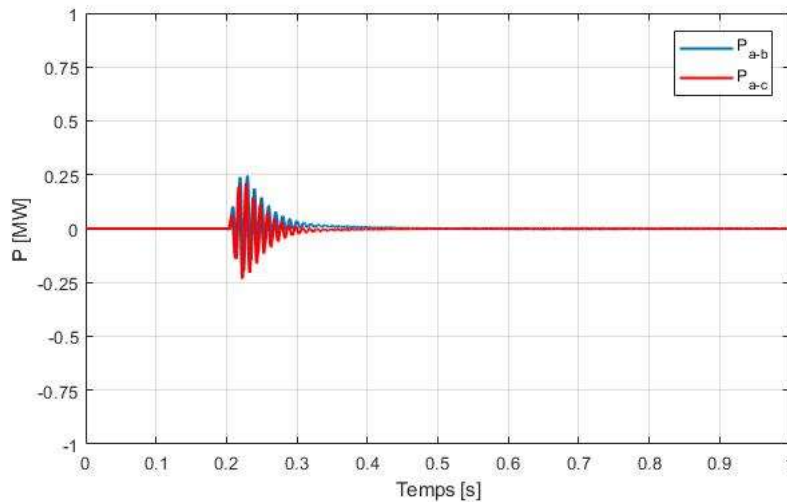


Figura 5.14 Potències bescanviades entre cames.

Com pot observar-se, en el moment de canvi de la potència activa, es produeix un petit transitori en el que apareix un desequilibri de potències entre cames. No obstant això, gràcies al control implementat es aconsegueix estabilitzar en menys de 0,2 s. Tot i així, a continuació es presenta el càlcul del màxim percentatge respecte el valor de potència activa de referència. El màxim en valor absolut és de 0,25 MW:

$$e_{r \text{ màx}} = \frac{0,25 \text{ MW}}{500 \text{ MW}} 100 = 0,05 \% \quad (5.1)$$

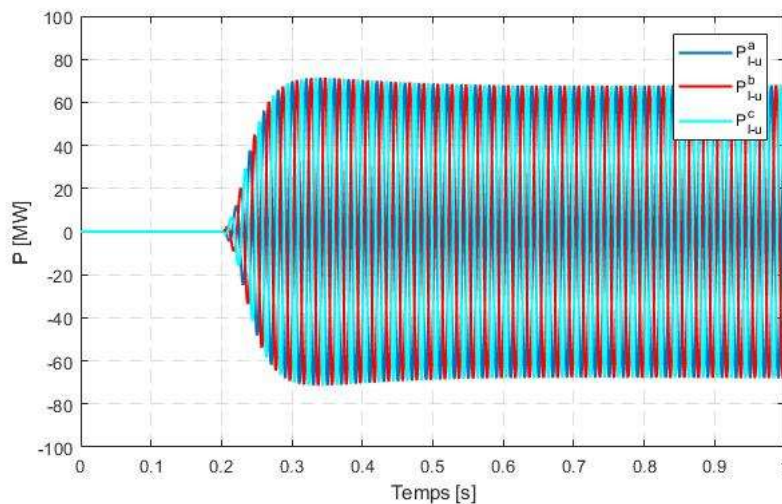


Figura 5.15 Potències bescanviades entre braços.

Del gràfic 5.15 pot observar-se que en aquest cas hi ha un important desequilibri de potències entre braços. Això, tal i com s'ha comentat a la introducció del capítol, és a causa de la falta del control de la component alterna dels corrents interns, que és l'encarregada de regular i assegurar un equilibri energètic entre braços (veure taula 3.1).

5.6 Anàlisi dels corrents de la xarxa AC i dels corrents interns del convertidor

En aquest apartat es presenten les figures 5.16 i 5.17 que representen els corrents intern del convertidor i els corrents de la xarxa AC en el domini $qd0$, respectivament.

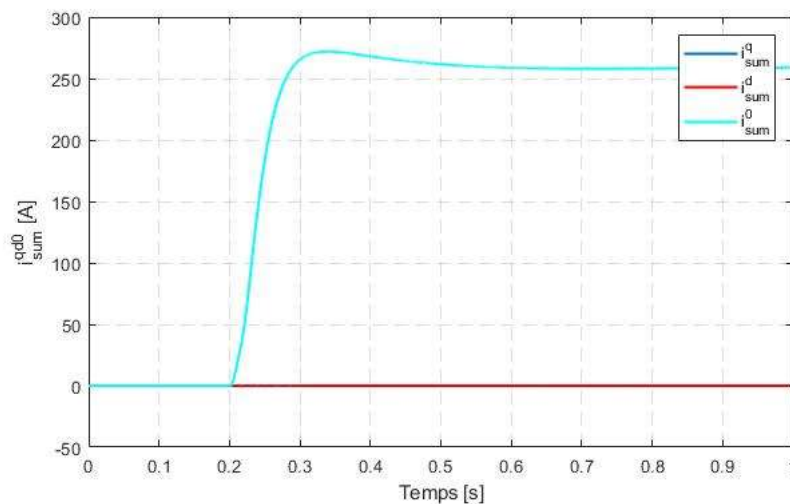


Figura 5.16 Corrents interns del convertidor en el domini $qd0$.

Primerament cal recordar que, per la falta de control de la component alterna dels corrents interns, del gràfic 5.16 només es pot fer una lectura en base a la component contínua d'aquests. S'observa que les component qd són nul·les. Això és així perquè aquestes corrents regulen l'intercanvi de potència entre cames (veure taula 3.1). Com interessa que hi hagi un equilibri energètic, interessa alhora que aquestes seqüències siguin zero. Per tant, es pot enllaçar amb els resultats obtinguts a la figura 5.14 i confirmar que, efectivament, el control és satisfactori, ja que les potències bescanviades entre cames són nul·les excepte per un transitori de menys de 0,2 s on el percentatge màxim és del 0,05 % respecte al valor de referència. Per altra banda, la seqüència 0 no és nul·la. Això és així perquè aquesta component s'encarrega del bescanvi de potència amb l'enllaç HVDC, per tant cal que tingui el valor necessari per injectar la potència desitjada. Enllaçant aquests resultats amb els obtinguts a la figura 5.12, també es pot confirmar que el control és satisfactori ja que la potència injectada a la xarxa DC és la desitjada.

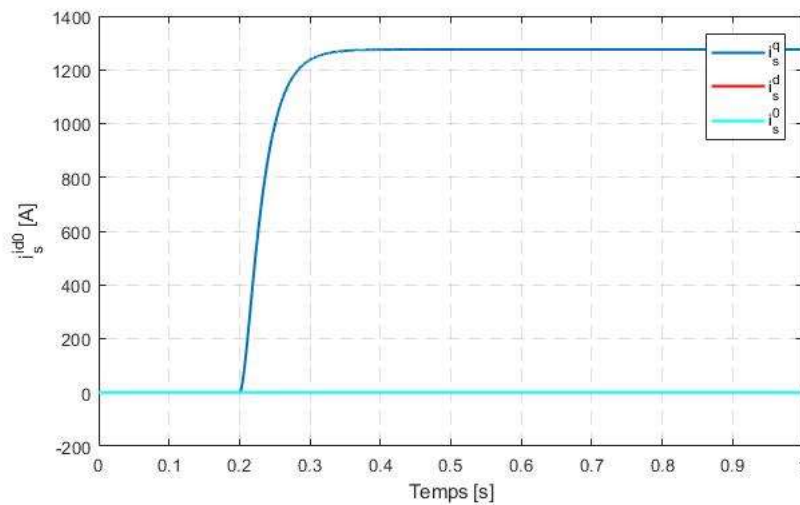


Figura 5.17 Corrents de la xarxa AC en el domini qd0.

A diferència dels corrents interns, els corrents de la xarxa AC presenten el control complet (componen alterna i component contínua). De la figura 5.17 s'observa que la seqüència q és no nul·la. Això és així perquè aquest corrent, gràcies al desacoblament introduït pel mètode de control a l'apartat 4.1.1, controla únicament el bescanvi de potència activa amb la xarxa AC. Relacionat aquest resultat amb els obtinguts a la figura 5.3, es pot veure que el control és satisfactori ja que l'intercanvi de potència és el desitjat. Per a la seqüència d, s'observa que el valor és nul per a tota la simulació. Això és perquè, també gràcies al control de l'apartat 4.1.1, aquesta seqüència controla únicament el bescanvi de potència reactiva amb la xarxa AC. De l'apartat 4.2.1 es pot extreure que el valor de referència per a aquesta ha de ser zero. Per tant, relacionant els resultats amb aquest càlcul, també es pot dir que són satisfactoris, ja que en tot moment el valor és igual al de referència, és a dir, zero. I per últim també s'observa que la seqüència 0 és nul·la. Això és a causa de la connexió de tres fils, com es comenta a la taula 3.1.

Conclusions

En el capítol 1 es presenta una introducció a les tecnologies de transmissió d'energia elèctrica HVDC. A més a més, es realitza una comparativa d'aquesta amb la HVAC, ja que el terreny avui dia està prou disputat i la implementació d'una o d'altre dependrà, entre altres coses, de la distància de transmissió -a excepció de si es tracta de connexions de sistemes asíncrons, on només hi ha cabuda per l'enllaç HVDC-. En el capítol 2 s'introdueix el convertidor modular multinivell, les diferents tipologies d'estructures que existeixen al mercat i se citen un parell de tècniques de modulació. Per tant es podria concloure que s'assoleixen els objectius u i dos presentats a la introducció en què es pretenia donar a conèixer ambdues tecnologies.

Un cop fet una introducció teòrica de revisions bibliogràfiques, es presenta el model matemàtic del sistema d'un MMC de mig pont. Es prossegueix amb una anàlisi profunda d'aquest per tal de comprendre quins són els graus de llibertat i com poden expressar-se en termes dels corrents que intervenen en el convertidor. En aquest punt s'assoleix l'objectiu tres de la introducció. A partir d'aquesta base es pot introduir el disseny del control que es proposa en aquest projecte, que pretén esdevenir un control complet per al convertidor. En el capítol 4 s'expliquen els controls per als diferents corrents, així com els càlculs de les referències a emprar, els filtres i el càlcul de les tensions que aplicaran els braços del convertidor en funció de les sortides d'aquests controls. A més a més, es planteja un disseny de l'energia interna per aconseguir un equilibri energètic intern, on s'inclou una realimentació per avançat de la potència. Tot aquest disseny està pensat tant per condicions de treball normals de la xarxa com per quan es produeixen sots de tensió i condicions de desequilibri. Per tant, es conclou que en aquest punt s'assoleix l'objectiu quatre del projecte en referència a la proposta del disseny complet de control.

Al capítol 5 s'analitzen els resultats obtinguts de la simulació feta amb Matlab Simulink® per tal de validar el disseny proposat. Malgrat que el control proposat és un control complet, només s'han fet les simulacions considerant condicions de treball normals de la xarxa i que aquesta és simètrica, donat que manca el control de la component alterna dels corrents interns del convertidor. No obstant això, s'analitzen en el mateix capítol les conseqüències de la falta d'aquest control. Es puntualitza en què afecta i també ajuda a entendre com es pot controlar el funcionament del MMC a través dels graus de llibertat que signifiquen els corrents. Pel que fa a la resta del control, queda validat satisfactòriament per a les condicions abans esmentades. Per tant, es pot concloure que l'objectiu quatre s'assoleix parcialment a causa que no s'ha pogut validar el control en la seva totalitat. Tanmateix, val a dir que no ha estat excusa per seguir endavant i, fins i tot, ha permès entendre el caràcter individualitzat de cada grau de llibertat.

Finalment, respecte a l'últim objectiu no es pot verificar que s'assoleixi o no en el moment de la redacció d'aquestes conclusions. Tanmateix, val a dir que la memòria s'ha confeccionat tenint-lo en compte en tot moment, des del plantejament de l'estructura que tindria fins a l'últim punt d'aquesta.

Agraïments

En primer lloc volia agrair al tutor del treball, l'Eduardo Prieto, per la paciència, respecte, comprensió, actitud positiva i ajuda que m'ha brindat al llarg de tot el projecte. També per donar-me l'opció de realitzar el treball de fi de grau amb ell.

En segon lloc volia agrair al CITCEA, en particular a l'Oriol Gomis, i també a la resta de membre, pel suport, la paciència i per haver estat ben rebut per part de tots ells.

També agrair a altres estudiants que realitzaven el projecte en el departament amb els quals he coincidit, ja que tot i tenir temàtiques molt diferents, el suport moral sempre és d'ajuda.

Per acabar, agrair a amics i familiars pel suport donat.

A tots vosaltres,

gràcies!

Apèndixs

Apèndix A

Pressupost

En el present apèndix es presenta l'estudi econòmic del projecte. En aquest es proposa un model matemàtic per al control d'un convertidor modular multinivell. Per una banda, s'ha requerit de recursos humans per a poder elaborar aquest model. Per l'altra banda, per a poder validar el model ha estat necessari emprar un programari específic, que al seu torn requeria de determinats materials físics que complissin amb unes especificacions mínimes. Així doncs, s'ha decidit fraccionar el pressupost en els següents apartats:

- Recursos humans: representa el cost del temps invertit per a dur a terme, no només el model, sinó també el projecte.
- Recursos materials: recull els costos dels recursos físics necessaris per a poder fer les simulacions i l'elaboració del projecte.
- Programari d'oficina: representa els costos del programari específic per a fer les simulacions que permeten validar el model.

Cal destacar que tots els preus són sense incloure l'IVA.

A.1 Recursos humans

Aquest costos representen la inversió de temps dedicada al projecte. Per a entendre millor com s'ha invertit aquest temps, es divideix en els conceptes següents:

- Investigació: és el temps dedicat a la recerca de tota aquella informació que ha estat necessària o ha resultat d'utilitat per a fer el projecte.
- Simulació: representa el temps que s'ha invertit per aconseguir fer totes les simulacions que han estat necessàries per validar els controls proposats.
- Disseny: és el temps que s'ha dedicat al disseny que es proposa en el projecte per al control del convertidor.
- Redacció: representa tot el temps dedicat a la redacció i confecció de la memòria del projecte.

A la taula A.1 es mostren les hores invertides, repartides en els conceptes presentats anteriorment, així com el cost per hora per a cadascun dels conceptes, el cost total per a cadascun i el cost total en concepte de recursos humans.

Taula A.1 Costos dels recursos humans

Concepte	Preu per hora [€/h]	Hores [h]	Cost [€]
Investigació	35	35	1.225
Disseny	35	30	1.050
Simulació	35	215	7.525
Redacció	20	90	1.800
Total			11.600

A.2 Recursos materials

Aquí es recullen els recursos físics que s'han necessitat per a poder realitzar les simulacions, part de la recerca d'informació i de la redacció de la memòria. Els càlculs es presenten a la taula A.2:

Taula A.2 Costos dels recursos materials

Concepte	Preu unitari [€/unitat]	Unitats	Preu total [€]
Ordinador Acer Aspire E 15	532,52	1	532,52
Total			532, 52

A.3 Programari d'oficina

En aquest apartat s'inclouen els costos derivats del programari necessari per validar el model proposat al llarg del projecte. Aquests es recullen a la següent taula:

Taula A.3 Costos del programari d'oficina

Concepte	Preu unitari [€/unitat]	Unitats	Preu total [€]
Matlab ® amb el paquet Simpower System	2.100	1	2.100
Total			2.100

A.4 Pressupost del projecte

Finalment, en aquest apartat es resumeixen els costos de cada apartat i es calcula el cost total del projecte i es representa a la taula A.4:

Taula A.4 Resum de costos i pressupost total

Concepte	Total [€]
Pressupost dels recursos humans	11.600
Pressupost dels recursos materials	532,35
Pressupost del programari d'oficina	2.100
Total	14.232,52

Apèndix B

Impacte ambiental

En aquest projecte es proposa un model de control per a un convertidor MMC per a un enllaç HVDC. Així doncs, l'impacte ambiental es diferencia en dos grans apartats, el convertidor i el sistema de transmissió. L'impacte ambiental del convertidor es centre principalment en les normatives en relació als components que s'utilitzen per fabricar-los, amb l'objectiu de facilitar el tractament dels equips elèctrics i electrònics un cop passen a ser residus. Per altra banda, el sistema de transmissió HVDC introdueix un estudi d'impacte ambiental mol més extens i complexa. Per tal de sintetitzar-lo se centra principalment en els parcs eòlics marins i es divideix en tres subapartats: consideracions de la fase prèvia a la construcció dels parcs junt amb l'impacte de la seva construcció, l'impacte durant el seu funcionament i l'impacte durant el seu desmantellament.

B.1 Impacte ambiental del convertidor modular multinivell

En el que es refereix a l'impacte ambiental del MMC, aquest es pot reduir a la normativa sobre els components amb els quals es fabrica. Cal tenir en compte la normativa que l'any 2006 va entrar en vigor a la Unió Europea, anomenada RoHS, per la qual es restringeix l'ús en la fabricació d'equips elèctrics i electrònics de sis materials considerats perillosos. Aquests materials són: plom, mercuri, cadmi, crom VI, PBB (Polibrombifenils) i PBDE (polibromdifeniléter). L'objectiu d'aquesta directiva és prevenir els possibles riscos del tractament posterior quan aquests equips esdevenen residus.

B.2 Impacte ambiental de la transmissió HVDC

Un enllaç de transmissió d'energia elèctrica presenta un estudi d'impacte ambiental molt més complex que el d'un convertidor. Per tal de sintetitzar l'estudi s'ha decidit fraccionar-lo en les tres etapes habituals:

- Impacte ambiental previ a la construcció
- Impacte ambiental durant el funcionament d'aquest
- Impacte del desmantellament

B.2.1 Impacte previ a la construcció

Aquest apartat pot dividir-se en dos subapartats: les consideracions a tenir en compte abans de la construcció i l'impacte que té durant la construcció.

B.2.1.1 Consideracions a tenir en compte abans de la construcció: elecció de l'emplaçament

Són múltiples els factors a tenir en compte per a l'elecció de la zona on es construirà el parc eòlic. S'hauran d'evitar zones pesqueres, tot i que la presència de parcs eòlics afavoreixi la restauració de zones pesqueres pel fet que allà on s'instal·len l'activitat cessa durant uns anys i la restauració de la fauna i flora és prou ràpida. S'hauran d'evitar zones protegides per espècies en perill d'extinció, per causa de una fauna i flora pobre o per causa de rutes de migració d'aus molt concorregudes. També s'hauran d'evitar zones amb restes arqueològiques o on es sospiti que hi pugin haver, pel patrimoni cultural. S'haurà de tenir molt en compte el tràfic marítim en les zones d'estudi i veure com queden afectades. La contaminació visual, tot i ser parcs costa

endins, també s'haurà de tenir en compte. Tots ells són alguns dels múltiples aspectes que caldran tenir en compte.

A més a més de totes aquestes consideracions, una que pot ser també d'interès és tenir en compte el posterior desmantellament, tal i com es comenta en el apartat corresponent, per tal de facilitar la feina i reduir l'impacte ambiental a l'hora de retirar la instal·lació del parc eòlic.

B.2.1.2 Impacte ambiental durant la construcció

Durant la construcció dels parcs també caldrà preveure diverses problemàtiques com els moviments de la terra i les alteracions de l'ecosistema. Els efectes sobre l'aigua de la zona. La contaminació deguda a la maquinària de construcció, sobretot per el CO₂ emès. A més a més, el soroll provocat per la màquina i l'afectació sobre la fauna i flora, tot i que un cop construït el parc és recupera ràpidament, com s'ha comentat a l'apartat anterior.

B.2.2 Impacte durant el funcionament

L'impacte ambiental durant el funcionament no presenta tants inconvenients com el procés de construcció o desmantellament ja que els principals problemes són triar una localització el més favorable i sostenible possible i la maquinària per realitzar totes les operacions. No obstant, s'ha de considerar un impacte ambiental dels punts exposats a continuació:

- Impacte visual: tot i que com més lluny de la costa menys visibles són, cal tenir-lo en consideració. Una possible solució és pintar les turbines eòliques perquè es camuflin amb l'entorn. També cal notar que com més lluny de la costa més alçada és necessita, cosa que encareix la instal·lació. Pintar-les també encareix el cost.
- Impacte acústic: també s'ha de fer un tot i que en aquest aspecte ja existeixen solucions per al disseny de les aspes per tal de reduir el soroll. A més a més cal tenir en compte que a la natura hi ha un cert soroll de fons i que a la distància a la qual es troben de la costa provoca que no sigui un aspecte gran rellevància.
- Ombres: cal tenir-ho en compte sobretot en instal·lacions prop de zones urbanitzades. En el cas de parcs costa endins no són tan rellevants.
- Impacte en la fauna i flora: tot i la ràpida recuperació d'aquesta no es pot menysprear.
- Tràfic aeri i marítim: tant per als vaixells com per a rutes d'animals marítims i, sobretot, per a rutes migratòries d'aus.

B.2.3 Impacte del desmantellament

Un parc eòlic té una vida útil al voltant dels 25 anys. Tot i que el desmantellament no acostuma a ser un procés especialment complicat, el fet de que siguin instal·lacions relativament noves introdueixen una component d'incertesa, pel que depèn de cada cas en particular.

Apèndix C

Transformacions

C.1 Transformació de Clarke

La transformada de Clarke permet passar del domini abc al domini $\alpha\beta 0$. Aquesta transformada es pot definir com:

$$C = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & -\sqrt{3} & \sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.1)$$

I la seva antitransformada com:

$$C^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 2 \\ -1 & -\sqrt{3} & 2 \\ -1 & \sqrt{3} & 2 \end{bmatrix} \quad (C.2)$$

Aleshores sigui $[x^{abc}]$ un vector en el domini abc, es pot transformar i antitransformar segons les expressions següents:

$$[x^{\alpha\beta 0}] = C [x^{abc}] \quad (C.3)$$

$$[x^{abc}] = C^{-1} [x^{\alpha\beta 0}] \quad (C.4)$$

On $[x^{\alpha\beta 0}]$ és el vector en el domini $\alpha\beta 0$.

Aquesta transformació és particularment interessant per al cas de tres tensions trifàsiques simètriques, ja que si es representessin a l'espai mitjançant un vector les components de les quals fossin les tres tensions es podria observar que descriuen una circumferència continguda en un pla diagonal d'un cub que té per costats el valor màxim de les tensions. Amb la transformació de Clarke el que es fa és un canvi de base tal que se situa un dels eixos normal al pla al que pertany dita circumferència. D'aquesta manera s'aconsegueixen expressar les tres tensions només amb dues components del vector gràcies als nous eixos de la base. La tercera component és nul·la.

No obstant, les dues components continuen tenint un caràcter oscil·latori en el temps.

C.2 Transformació de Park

Per a aconseguir eliminar el caràcter oscil·latori del domini $\alpha\beta 0$, és pot aplicar un gir de manera es canviï la base a cada instant de temps, mantenint l'eix perpendicular al pla $\alpha\beta$, i girant els eixos $\alpha\beta$ de manera que coincideixin en tot moment amb els dos vectors que descriuen les tensions en el domini $\alpha\beta 0$. D'aquesta manera s'aconsegueix expressar les tres tensions no només amb dos components d'un vector, sinó que a més aquestes seran constants. Aquesta aplicació és de gran utilitat ja que simplifica molt el disseny dels controladors. Aquesta rep el nom de transformació de Park, i es defineix com:

$$P(\theta) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 \cos(\theta) & 2 \cos(\theta - 2\pi/3) & 2 \cos(\theta + 2\pi/3) \\ 2 \sin(\theta) & 2 \sin(\theta - 2\pi/3) & 2 \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.5)$$

I la seva antitransformada com:

$$P(\theta)^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (C.6)$$

Aleshores, sigui $[x^{abc}]$ un vector en el domini abc, es pot transformar i antitransformar com:

$$[x^{qd0}] = P(\theta) [x^{abc}] \quad (C.7)$$

$$[x^{abc}] = P(\theta)^{-1} [x^{qd0}] \quad (C.8)$$

On $[x^{qd0}]$ és el vector en el domini $qd0$.

C.3 Transformació de Fortescue

La transformada de Fortescue es fa servir per descompondre un vector en el domini abc a seqüència directe, inversa i homopolar (+0). Aquesta transformada es defineix com:

$$F = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & p & p^2 \\ 1 & p^2 & p \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.9)$$

On $p = e^{j\frac{-2\pi}{3}}$. I la seva antitransformada com:

$$F = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (C.10)$$

On $a = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$. Aleshores, sigui $[x^{abc}]$ un vector en el domini abc, es pot transformar i antitransformar com:

$$[x^{+-0}] = F [x^{abc}] \quad (\text{C.11})$$

$$[x^{abc}] = F^{-1}[x^{+-0}] \quad (\text{C.12})$$

On $[x^{+-0}]$ és el vector en el domini $+-0$.

Apèndix D

Phase Locked Loop (PLL)

D.1 Control Phase Locked Loop (PLL)

Per a poder aplicar Park (veure Apèndix C.2) a un vector de tensions cal calcular l'angle a cada instant de temps. Per això serveix el control PLL, a més a més d'assegurar que la seqüència d sigui zero. A continuació es presenta un esquema extret de [34]:

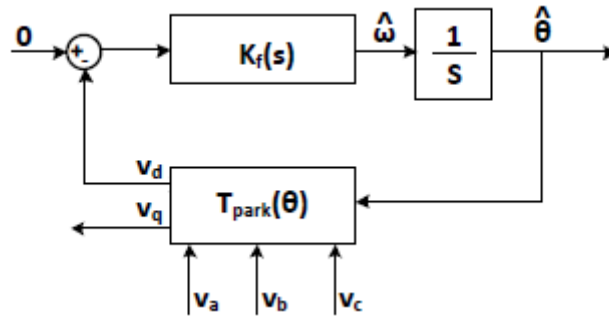


Figura D.1 Esquema d'un PLL. Font [34].

On $K_f(S)$ és un controlador PI que es pot definir com:

$$K_f(S) = K_p \frac{s + \frac{1}{\tau_{PLL}}}{s} \quad (D.1)$$

On τ_{PLL} és la constant de temps del sistema i K_p el guany proporcional. Analitzant l'esquema de la figura D.1 s'obté la següent funció de transferència de segon ordre:

$$\frac{\hat{\theta}(S)}{\theta(S)} = \frac{2\xi w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (D.2)$$

On $\hat{\theta}(S)$ és l'angle estimat de la xarxa i $\theta(S)$ és l'angle real. El controlador PLL es pot definir com:

$$w_n = \sqrt{\frac{K_p E_m}{\tau_{PLL}}} \quad (D.3)$$

$$\xi = \frac{\sqrt{\tau_{PLL} K_p E_m}}{2} \quad (D.4)$$

On E_m és el valor de tensió de pic admès, ξ és el ràtio d'amortiment i w_n és la velocitat angular elèctrica.

Apèndix E

Captures de pantalla del model

E.1 Captures de pantalla del model des de Simulink

En aquest apèndix es mostren captures de pantalla del model del MMC creat amb Simulink.

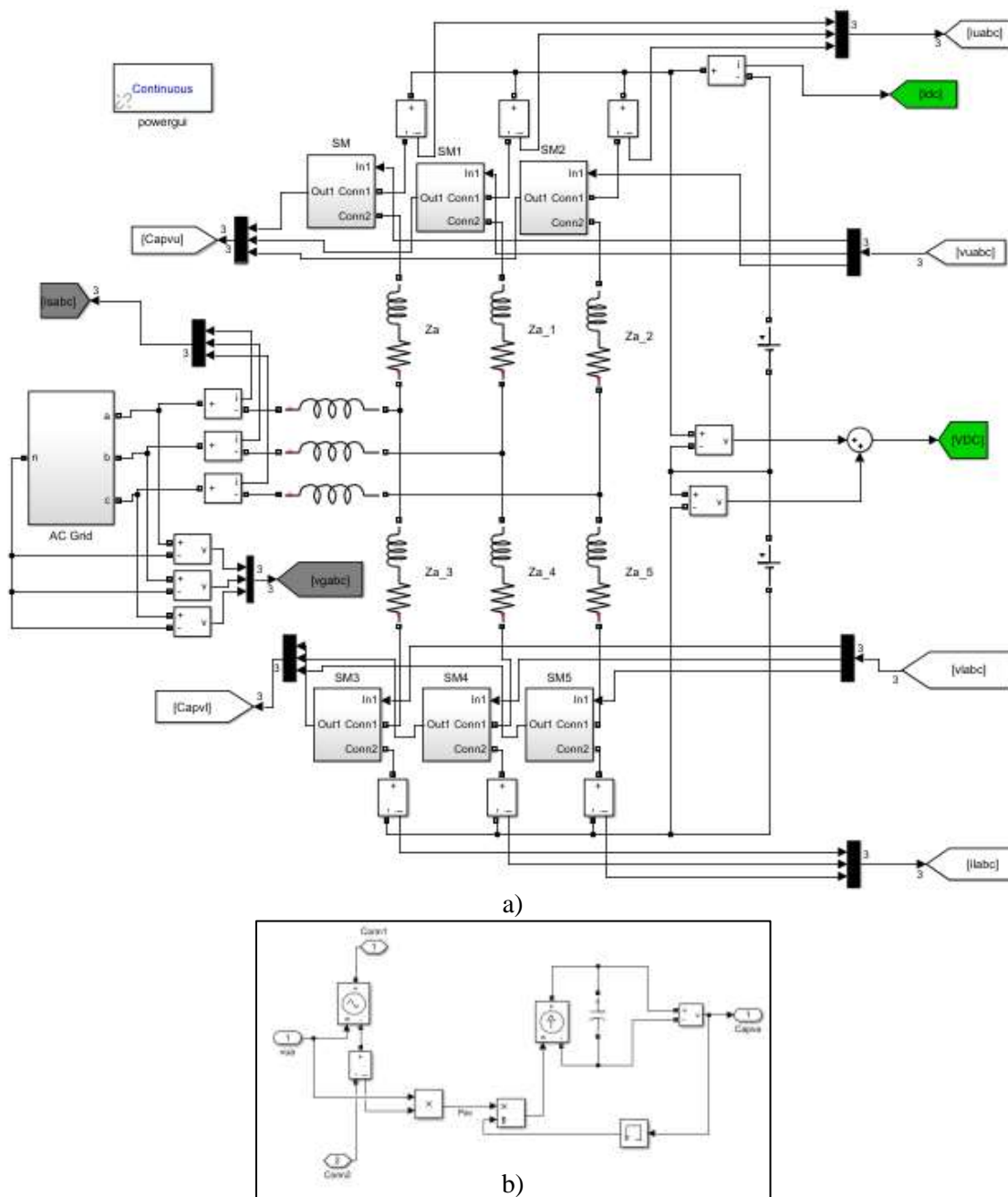


Figura E.1 a) Esquema complet del convertidor MMC, la xarxa AC i l'enllaç HVDC. b) Esquema d'un submòdul.

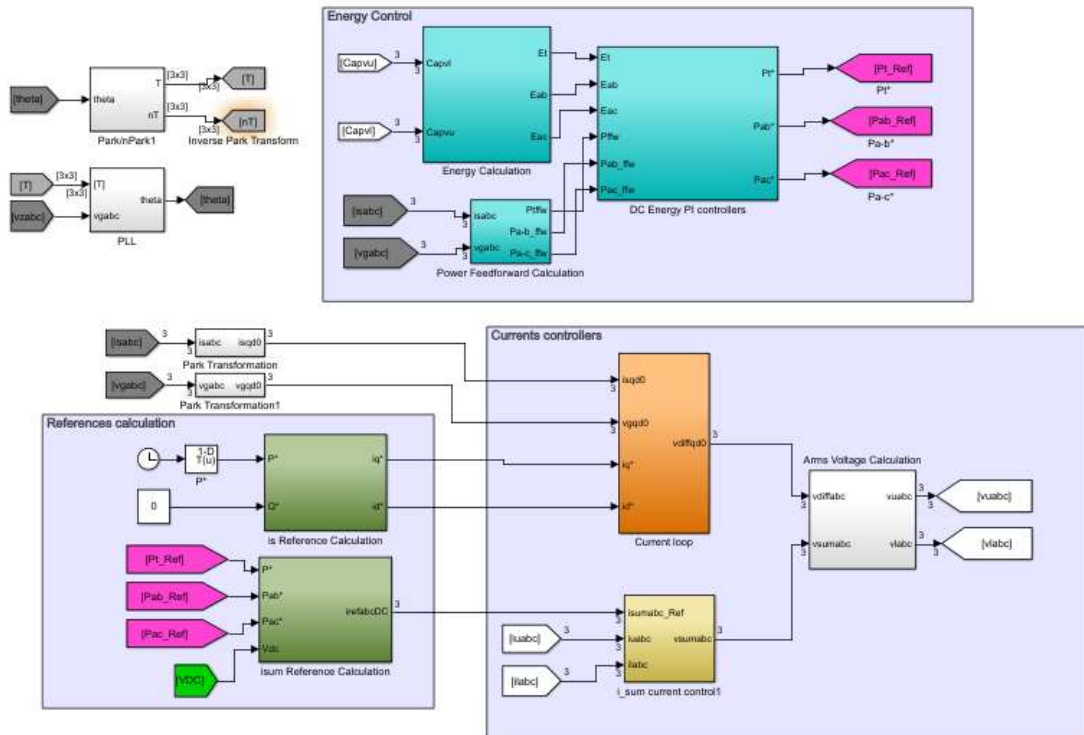


Figura E.2 Esquema general del control del MMC.

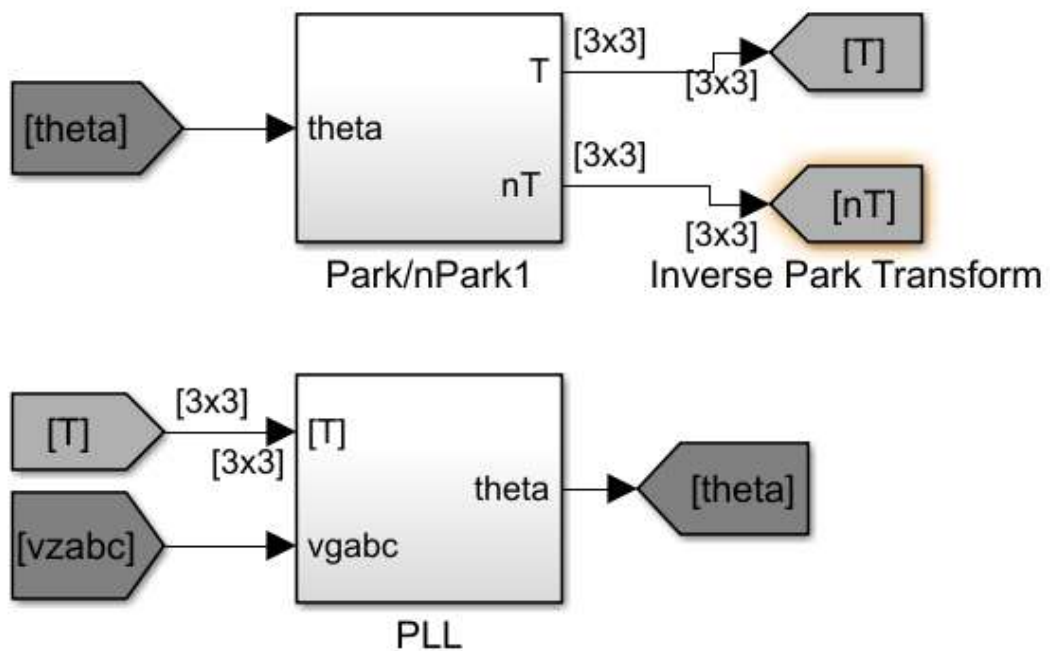
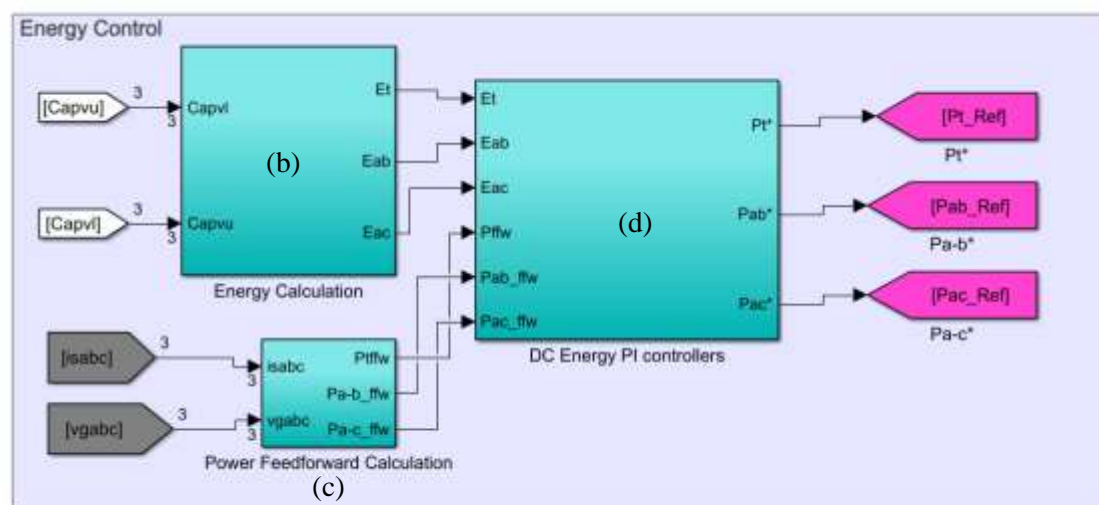
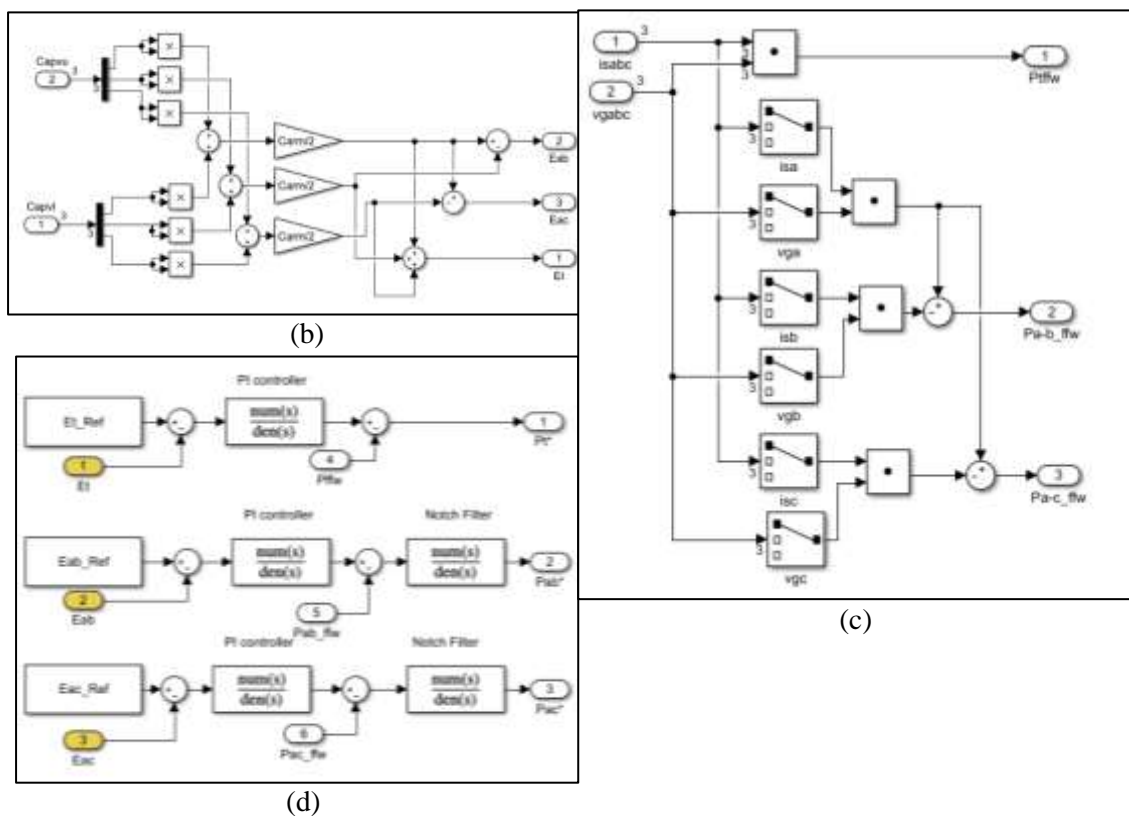


Figura E.3 Esquemes de la transformació de Park i control PLL.



(a)



(d)

Figura E.4 Esquema del control d'energia. a) Esquema general del control d'energia. b) Esquema del càlcul de l'energia. c) Esquema del control de potència per avançat. d) Esquema del control de potència.

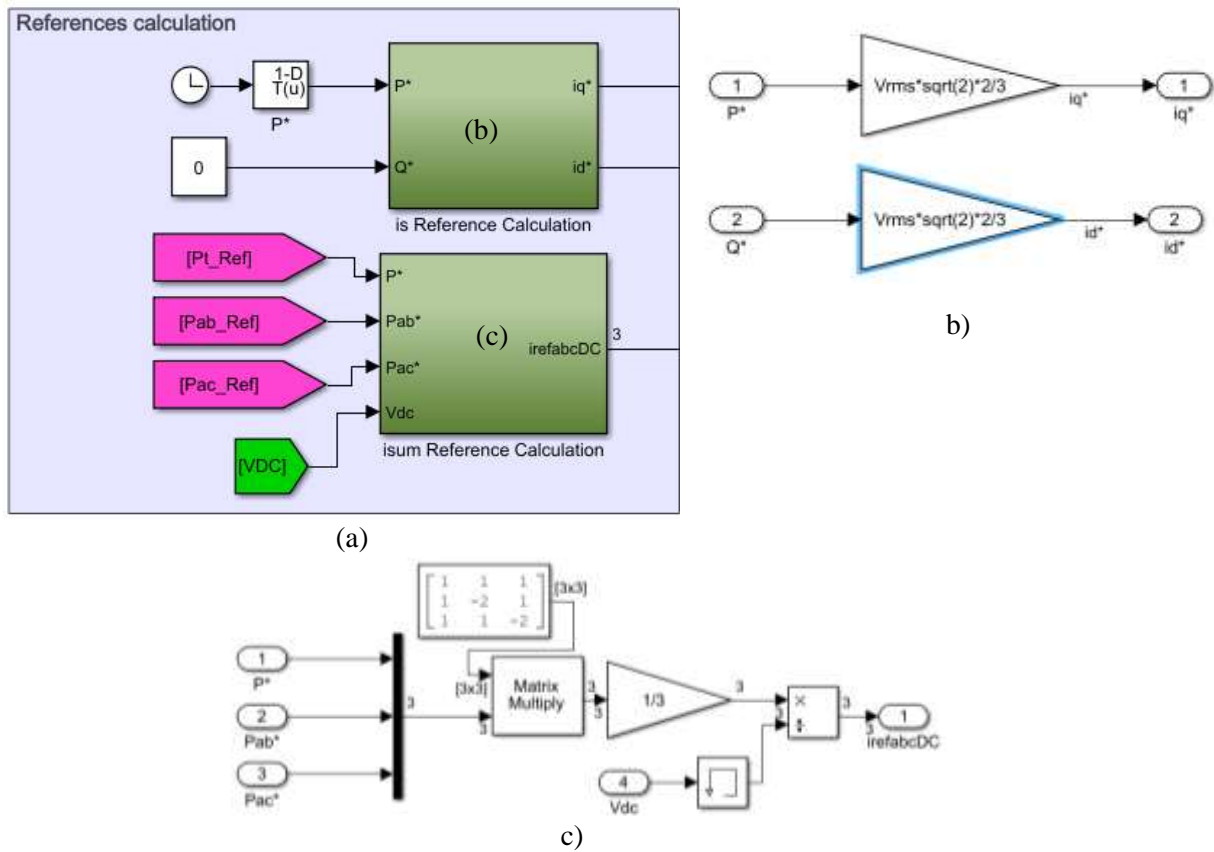


Figura E.5 Esquema del càlcul de referències. a) Esquema general del càlcul de referències. b) Esquema del càlcul de referències per als corrents de la xarxa AC. b) Esquema del càlcul de referències per als corrents interns

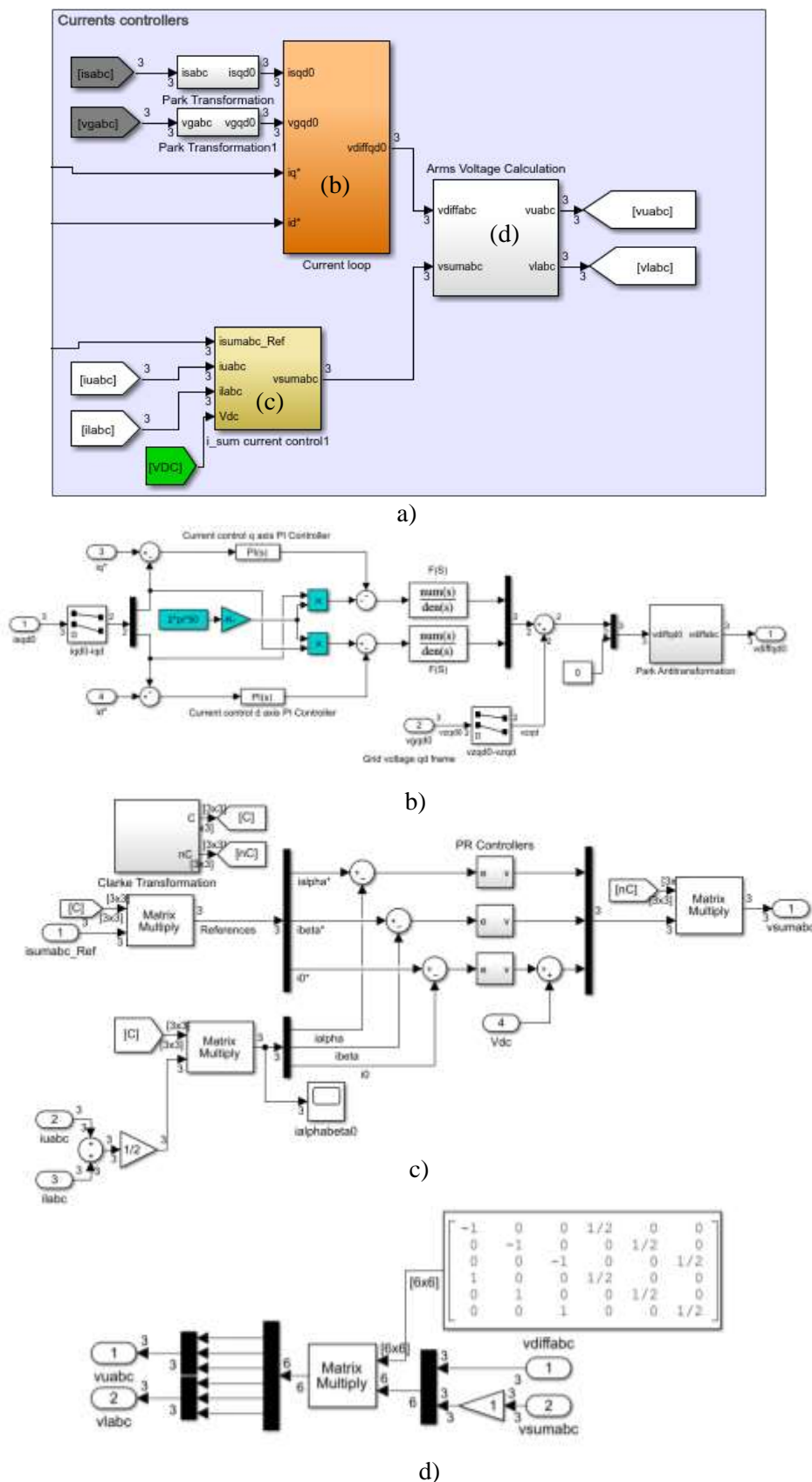


Figura E.5 Esquema del control dels corrents. a) Esquema general del control de corrents. b) Esquema del control dels corrents de la xarxa AC. b) Esquema del control dels corrents interns. d) Càlcul de les tensions a aplicar pels braços del convertidor.

Bibliografia

- [1] M. Bahrman, B. Johnson, The abcs of hvdc transmission technologies, IEEE Power and Energy Magazine 5 (2) (2007)
- [2] O. Gomis-Bellmunt, J. Liang, J. Ekanayake, R. King, N. Jenkins, Topologies of multiterminal HVDC-VSC transmission for large offshore wind farms, Electric Power Syst. Res. 81 (2) (2011)
- [3] B. Bose, Power Electronics And Motor Drives: Advances and Trends, Elsevier Science, 2010.
- [4] A. Lesnicar, R. Marquardt, An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range, in: IEEE Power Tech Conf. Proc, 2003, Bologna, Vol. 3, 2003, pp. 6 pp. Vol.3-. doi:10.1109/PTC.2003.1304403.
- [5] J. Dorn, H. Huang, D. Retzmann, A new multilevel voltage-sourced converter topology for hvdc applications, CIGRE Session. Paris, France: Int. Council on Large Electric Syst. (2008)
- [6] B. Jacobson, P. Karlsson, G. Asplund, L. Harnefors, T. Jonsson, Vsc-hvdc transmission with cascaded two-level converters, in: Cigr'e session, 2010, pp. B4-B110.
- [7] M. Merlin, T. Green, P. Mitcheson, D. Trainer, D. Critchley, R. Crookes, A new hybrid multilevel voltage-source converter with dc fault blocking capability, in: 9th IET Int. Conf. on AC and DC Power Transmission, 2010. ACDC., 2010, pp. 1-5. doi:10.1049/cp.2010.0987.
- [8] Aragüés Peñalba, Mònica [et al.]. Superredes, las redes eléctricas del futuro. "Buran", Maig 2013, núm. 27.
- [9] J. Gutiérrez J.I. Frau. Transporte de energía eléctrica en corriente continua: HVDC, Automática e Instrumentación, nº 361, Abril 2005.
- [10] M.P. Bahrman and B.K. Johnson. The abcs of hvdc transmission technologies. Power and Energy Magazine, IEEE, 5(2):32-44, March 2007.
- [11] A. Lesnicar and R. Marquardt. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, volume 3, pages 6 pp. Vol.3-, June 2003.
- [12] Westerweller T., Friedrich, K., Armonies, U., Orini, A., Parquet, D., Wehn, S., Cable Trans Bay - primer sistema HVDC del mundo que utiliza fuentes de voltaje de varios niveles convertidor, sessió de CIGRÉ, París, 2010.
- [13] Jacobsson, B., Karlsson, P., Asplund, G., Harnefors, L., Jonsson, T., VSC - HVDC transmission with cascaded two-level converters, CIGRÉ session, Paris, 2010.
- [14] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, P. Barbosa, Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review, IEEE Transactions on Power Electronics 30 (1) (2015) 37-53. doi:10.1109/TPEL.2014.2309937.
- [15] D. Siemaszko, A. Antonopoulos, K. Ilves, M. Vasiladiotis, L. ngquist, H. P. Nee, Evaluation of control and modulation methods for modular multilevel converters, in: Power

Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 2010, pp. 746–753.
doi:10.1109/IPEC.2010.5544609.

[16] S. Debnath, M. Saeedifard, A new hybrid modular multilevel converter for grid connection of large wind turbines, *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 4 (4) (2013) 1051–1064.
doi:10.1109/TSTE.2013.2266280.

[17] S. P. Engel, R. W. D. Doncker, Control of the modular multi-level converter for minimized cell capacitance, in: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1–10.

[18] M. Winkelkemper, A. Korn, P. Steimer, A modular direct converter for transformerless rail interties, in: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 562–567.

[19] R. Picas, J. Pou, S. Ceballos, V. G. Agelidis, M. Saeedifard, Minimization of the capacitor voltage fluctuations of a modular multilevel converter by circulating current control, in: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4985–4991. doi:10.1109/IECON.2012.6388984.

[20] R. Picas, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza, G. Konstantinou, V. G. Agelidis, Optimal injection of harmonics in circulating currents of modular multilevel converters for capacitor voltage ripple minimization, in: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, 2013 IEEE, 2013, pp. 318–324. doi:10.1109/ECCE-Asia.2013.6579115.

[21] Q. Tu, Z. Xu, L. Xu, Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters, *IEEE Transactions on Power Delivery* 26 (3) (2011) 2009–2017. doi:10.1109/TPWRD.2011.2115258.

[22] J. Qin, M. Saeedifard, Predictive control of a modular multilevel converter for a backto-back hvdc system, *IEEE Transactions on Power Delivery* 27 (3) (2012) 1538–1547.
doi:10.1109/TPWRD.2012.2191577.

[23] L. Harnefors, A. Antonopoulos, S. Norrga, L. Angquist, H.-P. Nee, Dynamic analysis of modular multilevel converters, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 60 (7) (2013) 2526–2537.
doi:10.1109/TIE.2012.2194974.

[24] M. Zhang, L. Huang, W. Yao, Z. Lu, Circulating harmonic current elimination of a cps-pwmbased modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller, *IEEE Transactions on Power Electronics* 29 (4) (2014) 2083–2097. doi:10.1109/TPEL.2013.2269140.

[25] D. Jovicic, A. Jamshidi Far, Phasor model of modular multilevel converter with circulating current suppression control, *IEEE Trans. Power Del.* 30 (4) (2015) 1889–1897.
doi:10.1109/TPWRD.2014.2372780.

[26] A. Antonopoulos, L. Angquist, H.-P. Nee, On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter, in: *13th European Conf. on Power Electronics and Applicat.*, 2009. EPE '09., 2009, pp. 1–10.

[27] A. Junyent-Ferre, P. Clemow, M. Merlin, T. Green, Operation of hvdc modular multilevel converters under dc pole imbalances, in: *16th European Conf. on Power Electronics and Applicat. (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014, 2014, pp. 1–10. doi:10.1109/EPE.2014.6911011.

[28] L. Angquist, A. Antonopoulos, D. Siemaszko, K. Ilves, M. Vasiladiotis, H. P. Nee, Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy, *IEEE*

Transactions on Industry Applications 47 (6) (2011) 2516–2524.
doi:10.1109/TIA.2011.2168593.

[29] Pengfei Hu and Daozhao Jiang. A level-increased nearest level modulation method for modular multilevel converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 30(4):1836–1842, April 2015.

[30] S. Norrga, L. Angquist, K. Ilves, L. Harnefors, H.-P. Nee, Decoupled steady-state model of the modular multilevel converter with half-bridge cells, in: 6th IET Int. Conf. on Power Electron. Machines and Drives (PEMD), Bristol, UK, 2012, pp. 1–6.

[31] A. Junyent-Ferre, P. Clemow, M.M.C. Merlin, and T.C. Green. Operation of hvdc modular multilevel converters under dc pole imbalances. In *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014 16th European Conference on, pages 1–10, Aug 2014.

[32] G. Buja, G. Indri, Improvement of pulse width modulation techniques, *Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik)* 57 (5) (1975) 281–289.

[33] Eduardo Prieto-Araujo, Junyent, A., Collados, C., Clariana, G., Gomis-Bellmunt, O. Control design of Modular Multilevel Converters in normal and AC fault conditions for HVDC grids. "Electric power systems research", Novembre 2017, vol. 152, p. 424-437.

[34] Egea, A.; Junyent-Ferré, A.; Gomis-Bellmunt, O. Active and reactive power control of grid connected distributed generation systems. A: "Modeling and control of sustainable power systems". 2012, p. 47-81.

[35] Lingfeng Wang, editor. *Modeling and Control of Sustainable Power Systems. Towards Smarter and Greener Electric Grids. Green Energy and Technology.* Springer Berlin Heidelberg, 2012.

[36] Yong Zha. Control de un inversor trifásico conectado a la red bajo huecos de tensión desequilibrados. Master's thesis, ETSEIB-UPC, nov. 2011.

[37] A. Junyent-Ferre, O. Gomis-Bellmunt, T. Green, D. Soto-Sanchez, Current control reference calculation issues for the operation of renewable source grid interface vscs under unbalanced voltage sags, *IEEE Trans. Power Electron.* 26 (12) (2011) 3744–3753.
doi:10.1109/TPEL.2011.2167761.

[38] E. Prieto-Araujo, A. Junyent-Ferre, G. Clariana-Colet, O. Gomis-Bellmunt, Control of modular multilevel converters under singular unbalanced voltage conditions with equal positive and negative sequence components, *IEEE Transactions on Power Systems* PP (99) (2016) 1–1.
doi:10.1109/TPWRS.2016.2598617.

[39] L. Harnefors, A. Antonopoulos, S. Norrga, L. Angquist, H.-P. Nee, Dynamic analysis of modular multilevel converters, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 60 (7) (2013) 2526–2537.
doi:10.1109/TIE.2012.2194974.